TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXXI - Gennaio 1959

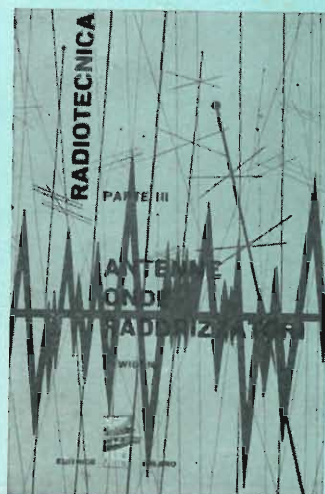
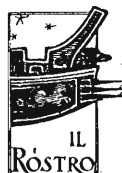
NUMERO 1

LIRE 350

EDITRICE

R. WIGAND
RADIOTECNICA
PARTE I
CONCETTI FONDAMENTALI I°

PARTE I. — N. 2001. — E' dedicata ai concetti fondamentali. Inizia con richiami dell'elettrologia elementare, introduce i concetti di stato elettrico, della misura della elettricità, dei condensatori, delle resistenze, della corrente elettrica, della legge di Ohm, quindi svliuppa gradatamente molti argomenti basilari quali le pile, i generatori, l'effetto Joule, i campi magnetici della corrente, le leggi dell'induzione, le correnti alternate; non manca un accenno agli strumenti di misura.

PARTE II. — N. 2003. — Riguarda la esposizione dei concetti fondamentali tipici della radiotecnica. E' dedicata alle oscillazioni sonore ed elettriche; ai microfoni, ai generatori, trasformatori, bobine, condensatori e resistenze per radio. Contiene in forma elementare la teoria della risonanza e l'uso dei vettori, le proprietà oscillatorie del circuito risonante. Infine tratta della selettività dei circuiti e della possibilità di costituire un circuito oscillatorio con un filo rettilineo (antenne).

PARTE III. — N. 2005. — La prima parte di questo volumetto tratta delle antenne, delle onde elettromagnetiche, della loro propagazione e della loro modulazione. La seconda parte riguarda i raddrizzatori della tecnica radio; tratta quindi del triodo, del rilievo delle sue caratteristiche, della corrente raddrizzata con una sola e con entrambe le semionde, dei filtri livellatori di spianamento, dell'uso del diodo come rivelatore demodulatore. La terza parte tratta le valvole elettroniche a più di due elettrodi: triodi, pentodi e le loro applicazioni.

MILANO

VIA SENATO, 28

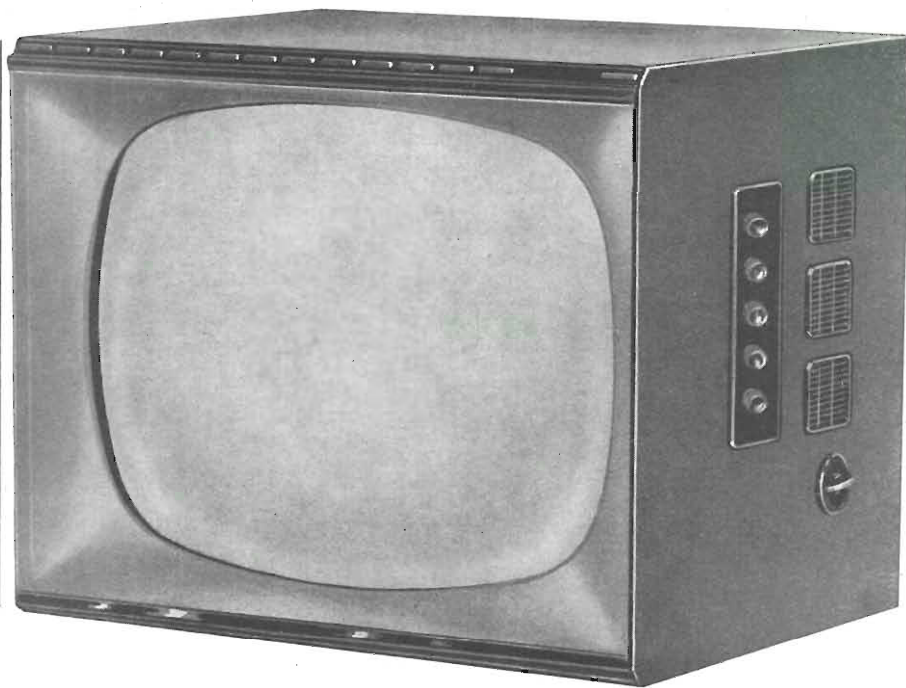
IL ROSTRO

Essere radiotecnico: ecco l'aspirazione ed il sogno di moltissimi giovani desiderosi di conoscere i misteri delle scatolette metalliche munite di valvole, non solo per «inassopita bramosia di saper», ma anche allo scopo di procurarsi un mezzo di lavoro e di vita. Ma come diventare rapidamente radiotecnico? Gli argomenti interessanti questa vasta applicazione dell'elettronica, sono numerosissimi e si trovano illustrati in grossi volumi, che scoraggiano chi non possieda una ferrea preparazione matematica (per la maggior parte in lingua estera); le scuole di radiotecnica comportano sempre una spesa non indifferente. La Editrice Rostro ha pubblicato una collana di 5 volumetti di circa 60 pagine ciascuno che costituiscono una mirabile sintesi della vasta materia. Pertanto dalle definizioni degli stati elettrici, giunge ad insegnare la costituzione dei moderni trasmettitori e ricevitori radio. Ai cinque libriccini è stato aggiunto un sesto, che tratta dei tubi a scarica nel gas e delle fotocellule, argomenti affini alla radiotecnica. La trattazione è chiara e semplice e rifugge, se non eccezionalmente, dall'uso delle formule. E' facile prevedere che per questa collana, opera dei valenti insegnanti tedeschi R. Wigand e H. Grassmann e tradotta in italiano da tecnici specializzati, si rinnoverà tra i nostri giovani il grandioso successo ottenuto in Germania.

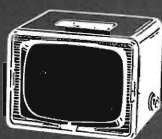
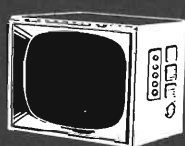
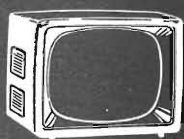
PARTE IV. — N. 2007. — Tratta degli amplificatori per bassa e alta frequenza. Inizia con lo studio dell'uso dei tubi elettronici come amplificatori in generale, ricorda le caratteristiche di risposta e di distorsione di bassa frequenza. Prosegue con lo studio degli amplificatori per alta frequenza, a circuiti accordati. Seguono nozioni pratiche circa i componenti RC per circuiti oscillatori, l'accoppiamento di antenna. Continua con esempi di ricevitori a 3 tubi, tratta della regolazione dell'amplificazione.

PARTE V. — N. 2009. — E' la parte applicativa dei principi esposti nei volumetti precedenti della collana. In particolare si tratta dei trasmettitori a valvole, della loro modulazione, della radiotrasmissione telegrafica. Dopo un accenno alla controreazione vengono trattati i circuiti di alta e media frequenza dei radioricevitori. Alla fine del V volumetto è riportato l'indice analitico alfabetico, che permette di rintracciare un qualsiasi argomento trattato nei 5 libretti, indicandone la parte (cifre romane) e la pagina (cifre arabe).

N. 2011. — Completa la collana dei 5 volumetti riguardanti la radiotecnica.
PARTE I. — Tubi a gas. Dopo una concisa, ma esauriente introduzione del concetto di luminescenza, passa subito alle applicazioni dei tubi a gas: illuminazione; segnalazione luminosa; controlli di continuità, isolamento, tensioni anche di alta frequenza, di modulazione;
PARTE II. — Vari tipi delle cellule fotoelettriche; applicazioni.

25 funzioni di valvola - regola-
previsto inserimento UHF - rice-
italiani - mobile di linea ame-
giati.

TVZ 2293 A

Televisore da 22 pollici
tore di sensibilità -
zione su tutti i canali
ricana in legni pre

TVZ 2295/110	TVZ 2293 A	TVZ 1791	VZ 707 RF	VZ 607	VZ 406 FM

INCAR

radio - televisori - elettrodomestici

VERCELLI - VIA PALAZZO DI CITTA', 5/R

MICROFONI DINAMICI

Microfono M 60 o M 61
su base da tavolo B 81

Microfoni M 62 - M 63

Risposta lineare da 60 a 14.000 Hz ± 3 dB. Sensibilità: 54 dB sotto 1 volt per 1 microbar di pressione acustica - Membrana anigroscopica, indeformabile, protetta dalla polvere e dal vento.

M60 - Microfono dinamico Alta Fedeltà - Impedenza d'uscita 250 ohm (deve essere usato con trasformatore linea/amplificatore) - Sola testina in elegante cofanetto . . . . L. 12.500

M61 - Microfono dinamico Alta Fedeltà - Impedenza d'uscita di alto valore, per collegamento diretto con l'amplificatore - Sola testina in elegante cofanetto . . . . L. 12.800

M62 - Microfono « a stilo » dinamico Alta Fedeltà (da impugnare e da usare su sostegno S95) - Impedenza d'uscita 250 ohm (deve essere usato con trasformatore linea/amplificatore) - In elegante cofanetto . . . . . . L. 9.500

M63 - Microfono « a stilo » dinamico Alta Fedeltà (da impugnare e da usare su sostegno S95 - Impedenza d'uscita di alto valore, per collegamento diretto con l'amplificatore - In elegante cofanetto . . . . L. 9.800

Microfono M 62 o
M 63 con sostegno
S 95 e base B 81

Microfoni M 60 - M 61

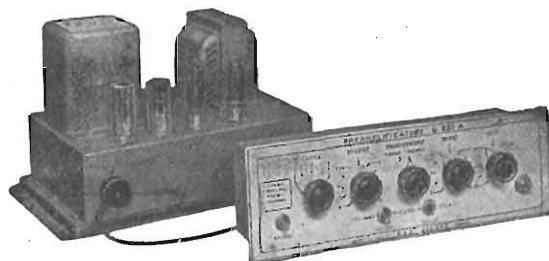
N.344 - Trasformatore linea/amplificatore per tutti i microfoni dinamici - Primario (di linea) 250 ohm - Munito di presa (per il collegamento con la linea) e di spinotto Cat. N. 396 (per l'amplificatore) . . . . . . L. 2.800

B80/CR - Base fissa da tavolo per microfoni dinamici M60 e M61 . . . . L. 1.000

B81 - Base da tavolo ad altezza regolabile per microfoni M60 ed M61 . . . . . L. 8.800

B91 - Base da pavimento ad altezza regolabile per microfoni M60 ed M61 . . . . L. 10.800

S95 - Supporto per usare i microfoni M62 ed M63 con le basi B80/CR, B81, B91 . . . L. 1.300

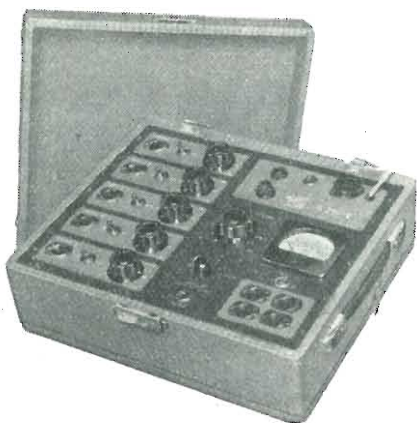
AMPLIFICATORE ALTA FEDELTÀ G 233-HF/G 234-HF con preamplificatore separato

Il complesso amplificatore G233-HF/G234-HF risponde perfettamente ai più moderni requisiti inerenti al campo dell'alta fedeltà. Le sue caratteristiche sono:

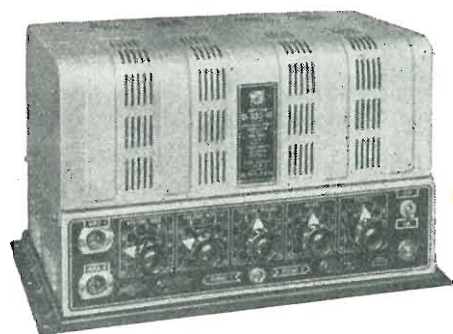
Potenza massima BF 15 watt con distorsione inferiore all'1% - Risposta lineare da 20 a 20.000 Hz ± 1 dB - Controllo della risposta con regolazione continua e indipendente delle alte e delle basse frequenze. 1 filtro anti fruscìo - 1 filtro anti - « rumble » (anti-rombo e fluttuazione) - Equalizzatore per registrazioni fonografiche 78 giri e microsolco (curva RIAA) - Controllo di volume a doppia compensazione fisiologica del tono - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz inferiore all'1% - 5 canali d'entrata per pick-up di diverso tipo, radio, suono-TV e magnetofono.

E' un amplificatore particolarmente indicato per la riproduzione di alta qualità musicale in un ambiente di piccole o medie dimensioni.

Prezzo del complesso G233-HF/G234-HF, completo di valvole L. **71.000** Tassa valvole L. 385.

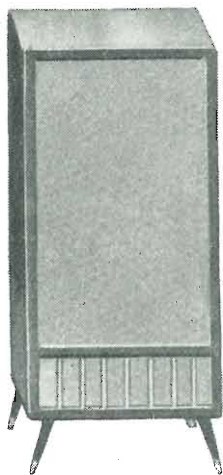
SUI MERCATI DEL MONDO **GELOSO** ALL'AVANGUARDIA DAL 1931

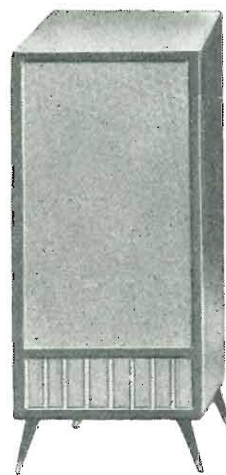
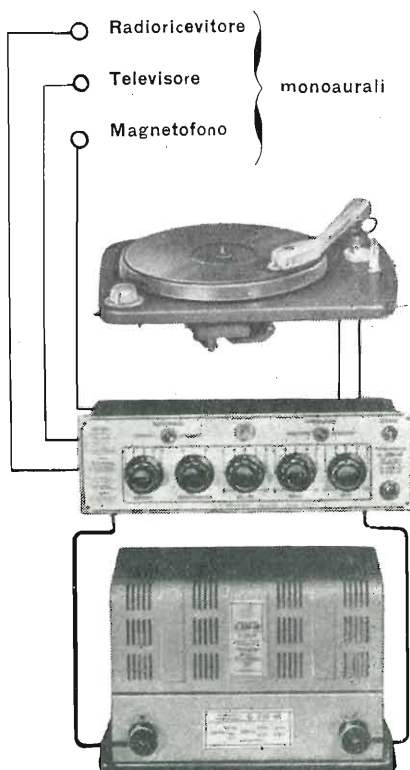
Geloso

G290-V

Preamplificatore microfonico a 5 canali d'entrata indipendentemente regolabili e miscelabili - Risposta lineare tra 30 e 15.000 Hz - Uscita a bassa impedenza - Misuratore di livello facoltativamente inseribile - Per usi professionali, per i grandi impianti d'amplificazione, quando sia richiesta la possibilità di mescolare diversi segnali d'entrata. **Prezzo** L. 55.200 (tassa valvole L. 220).

G232-HF

Amplificatore Alta Fedeltà atto ad erogare una potenza d'uscita di 20 watt BF con una distorsione inferiore all'1% - Risposta lineare da 20 a 20.000 Hz (± 1 dB) - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz inferiore all'1% - Tensione rumore: ronzio e fruscio 70 dB sotto l'uscita massima - Circuiti d'entrata: 2 canali micro (0,5 MΩ) - 1 canale pick-up commutabile su due entrate. Possibilità di miscelazione tra i tre canali - Controlli: volume micro 1, volume micro 2, volume pick-up, controllo note alte, controllo note basse. **Prezzo** L. 62.500 (tassa valvole L. 385).

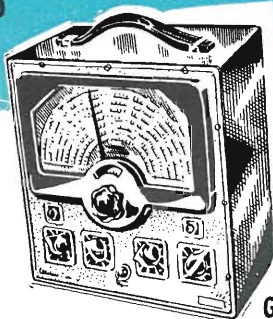
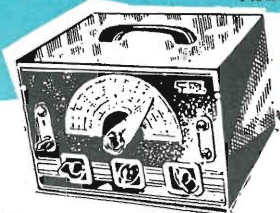
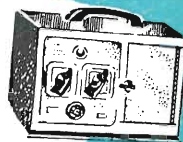
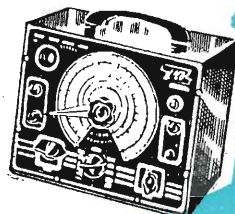
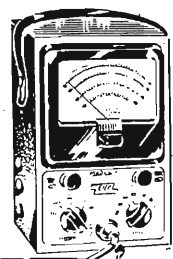
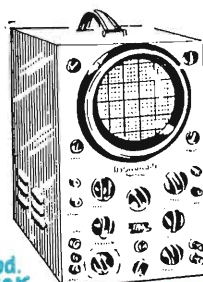
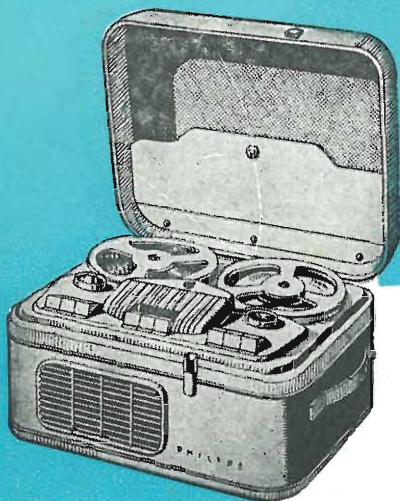
COMPLESSO AMPLIFICATORE STEREOFONICO

L'impianto stereofonico GELOSO, studiato per rispondere pienamente alle più avanzate esigenze della riproduzione stereofonica ad Alta Fedeltà, è formato dai componenti sottoelencati.

2 mobili diffusori di pregiata fattura, N. 3106, ognuno munito di 2 altoparlanti dinamici e di filtro discriminatore.

1 preamplificatore G235 - HF a cinque canali d'entrata e con due canali d'amplificazione per funzionamento monoaurale e stereofonico.

1 amplificatore finale a due canali 10 + 10 watt BF con distorsione inferiore all' 1%; risposta lineare ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz; per funzionamento stereofonico o monoaurale.

1 complesso fonografico stereofonico N. 3005, a 4 velocità 16, 33, 45 e 78 giri) per dischi normali e stereofonici.

SUI MERCATI DEL MONDO **GELOSO** ALL'AVANGUARDIA DAL 1931

OSCILLOSCOPIO 5" Mod. 425K
GENERATORE DI SEGNALI B.F. onda quadra e sinusoidale Mod. 377K
OSCILLOSCOPIO 7" Mod. 470K
Mod. 315K GENERATORE DI SEGNALI RF (tipo lusso)
PROVATUBI R.C. Mod. 630K
Mod. 145K ANALIZZATORE A ELETTROSONDA RETTIFICATRICE
Radiotecnici!
EICO ...nomizzate...
... Costruitevi gli strumenti con grande risparmio
PONTE DI MISURA R.C. e COMPARA-TORE R.C.L. Mod. 950K
PROVAVALVOLE Mod. 625K
CALIBRATORE DI TENSIONE Mod. 495K
LA SERIE D'ORO DEL SERVIZIO TV!
Mod. 368K GENERATORE SWEEP MARKER
Mod. 232K VOLTMETRO ELETTRON.CO
Mod. 460K OSCILLOSCOPIO 5" A LARGA BANDA 0-45 MHz
Mod. 324K GENERATORE DI SEGNALI RF
Mod. 388K COMMUTATORE ELETTRONICO
VOLTMETRO ELETTRONICO Mod. 221K
Scatole di montaggio e strumenti montati
EICO ELECTRONIC INSTRUMENT CO. NEW YORK
Mod. 944K PROVA TRAST. EAT E GIOGO DEFLESS.
SCATOLA A DECADI DI CONDENS. Mod. 1180K
Mod. 1171K SCATOLA A DECADI DI RESIST.
ELETTROSONDE
SCATOLA SOSTIT.NE RESISTENZE Mod. 1100K
GENERATORE DI BARRE Mod. 352K
Distributori esclusivi per l'Italia:
PASINI & ROSSI GENOVA
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TELEF. 83'465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 - TELEF. 278'855

Per i costruttori
Per i radioriparatori
Per gli amatori
Per i rivenditori
e per tutti i tecnici

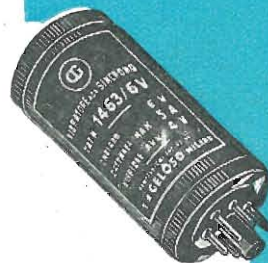
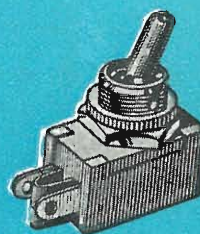
MELCHIONI S. p. A.

dispone
di un vastissimo assortimento di parti staccate, valvole, cinescopi, e strumenti di misura, registratori, amplificatori, minuterie ecc.

Nel grande Magazzeno di MILANO
VIA FRIULI 16/18 Telefono 58 58 93

La più grande ed aggiornata scelta di tutti i componenti elettronici

Vendita anche per corrispondenza su ordinazioni con Catalogo.

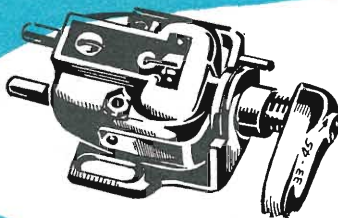
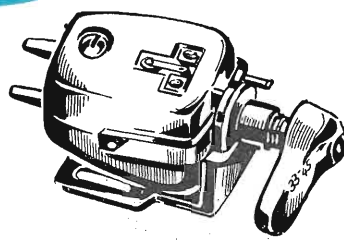
Richiedete a mezzo dell'unito modulo il CATALOGO GENERALE e Listini che vi saranno inviati **gratuitamente**

Spett Ditta MELCHIONI **ATV**
Via Friuli 16/18 - MILANO

Vi prego di volermi inviare il Vs/ Catalogo Generale illustrante i Vs/ prodotti.

COGNOME .... NOME ....

VIA .... N ...... CITTÀ ....

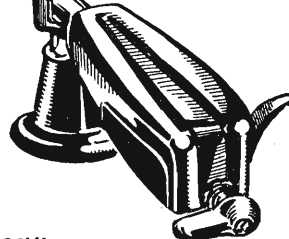
CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE

	Mod. n.° 500	*Mod. n.° 600*
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro o diam.^{le} p. micros.^{co} (rossa)	0,00 poll. rad	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ± 2 dB

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN su "RECORD REVIEW" *scrive sulla cartuccia n° 500*:
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE"
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" *definisce la cartuccia n° 600*:
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSÌ VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. **T.R.1**
PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

Mod. **T.R.2**
PER DISCHI FINO A 16"

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

ACCESSORI

MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278855

ANDEL

KOMTESS ***il più piccolo! Confrontatelo!***

LA SERIE DEI TELEVISORI "GRAETZ" - LA PIÙ COMPLETA - SEGUE LA TECNICA PIÙ PROGREDITA

CONCESSIONARI

BARI - CORAZZA - Via Vittorio Emanuele, 167 — BOLZANO - INT. RADIO SERVICE - P.za D. Vittoria, 15 — FIRENZE - CIATTI - Via Lunga, 133 — GENOVA - GRAETZ - Via Ippolito d'Este 1/2 — MESSINA - ARTES - Via S. Marta Is. 156 N. 23 c — MILANO - TELERADIO GENERAL Co. Via Lusardi, 8 — NAPOLI - ARDEN - Via Seggio Del Popolo, 13/18 — PADOVA - Ing. BALLARIN - Via Mategna, 2 — ROMA - TELERADIO - P.za S. Donâ di Piave 16/19 — TORINO - GRAETZ - Via Cesare Battisti, 3.

TASCABILE

PESO GR. 880 DIMENSIONI CM. 10x17x4

Il più piccolo e pratico registratore-dittafono per parola e musica esistente al mondo:

- registra e riproduce ininterrottamente fino a: 2 ore e ½ parola e musica (mod. « S »); 5 ore la parola (mod. « L »);
- funziona con le batterie interne (accumulatore) o con la corrente alternata;
- rapida e facile trascrizione dattilografica con il telecomando a pedale elettrico;
- robustissimo, in elegante cassa metallica.

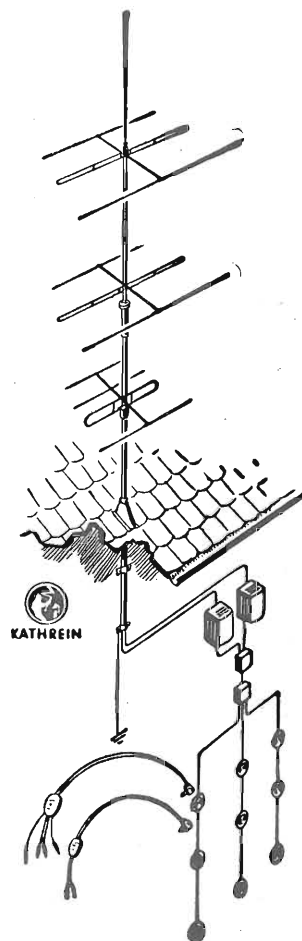
in ogni momento ed ovunque pronto per la registrazione sarà per Voi...

- ★ **la seconda memoria...**
- ★ **l'invisibile testimone di colloqui ed accordi verbali...**
- ★ **il pratico e funzionale dittafono tascabile...**
- ★ **il gradevole compagno dei momenti di distensione, durante i quali ripeterà per Voi la voce dei Vostri cari o le canzoni preferite...**

Elenco delle Ditte Distributrici:

ROMA	**Borsari-Sarti, Via Farini 7, tel. 27792**
PALERMO	**Ocularium, Via Umberto 17, tel. 13700**
NAPOLI	**S.A.L.V.A., Salita Pollaioli 49 r, tel. 26285**
MOLFETTA	**Org. Miedico Alfredo, Via P. Castaldi 8, tel. 652390**
MILANO	**Carlo De Tullio, Via Margh. di Savoia 7, tel. 1199**
GENOVA	**Carlo La Barbera, Via Roma 186/7, tel. 320805**
CATANIA	**Fici Giuseppe, Via Pignatelli d'Aragona, tel. 40774**
BOLOGNA	**MODECA s.r.l., Via Nizza 22, tel. 841039**
TORINO	**Bosio Cesare, Corso Francia, 62, tel. 775103** **Carmine Giulio, Via Mazzini 22, tel. 49203**
TRIESTE	**Laurini Dr. Nevio, Piazza Ponte Rosso 3, tel. 38385**

Agente Generale per l'Italia: **Organizzazione MIEDICO ALFREDO**
Via Panfilo Castaldi, 8 - MILANO - Telefono 65-23-90/63-71-97

Antenne TV-MF

KATHREIN

KATHREIN

la più vecchia e la più grande fabbrica europea 30 anni di esperienza

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

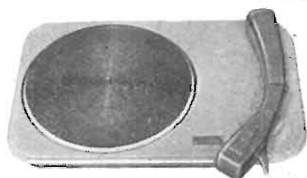
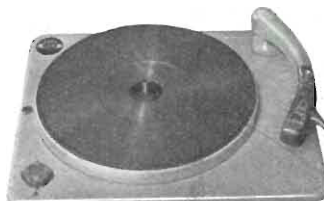
Via Torquato Tasso, 7 - **MILANO** - Tel. 432.241-462.139

LESA

presenta

nella gamma delle sue produzioni

la

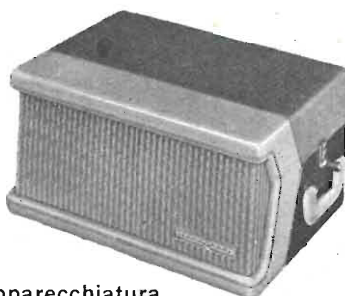
FONOGRAFIA STEREOFONICA

Equipaggio Mod. 4V2/TE
L. 21.000

Equipaggio Mod. FED1/CE
L. 36.000

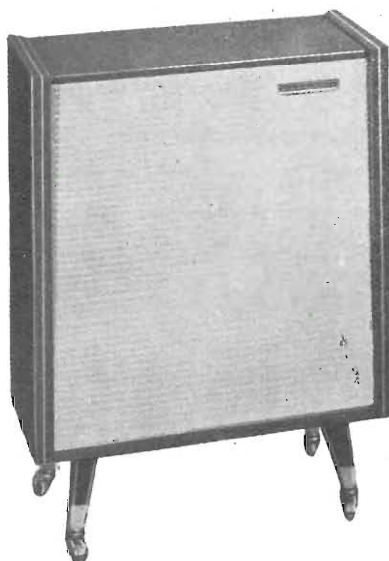
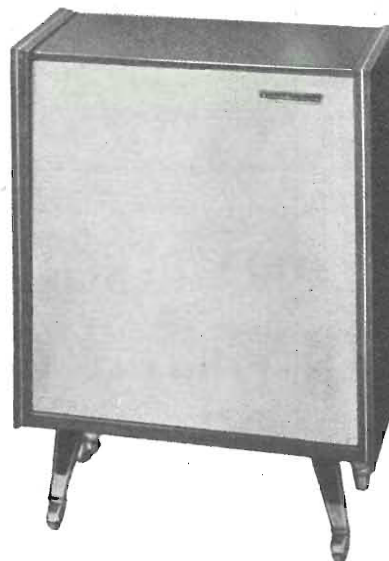
Cambiadischi automatico
CADIS CD2/TE L. 34.500

LESAVOX Mod. 95/B
L. 24.000

LESAVOX Mod. 98/B
L. 23.500

LESAVOX Mod. 99/A
L. 36.000

LESAPHON Mod. 58/A
«SMERALDO EXTRA»
L. 84.000

Apparecchiatura
complementare
per riproduzione stereofonica
Mod. LECOSTEREO/2 L. 51.000

LESAPHON
Mod. 71/A
L. 89.000

LESAPHON Mod. 76

Prezzo complessivo dell'intera apparecchiatura (escluso supporto per testata) L. 185.000

LESA S.p.A, via bergamo 21 - milano (italy) - tel. 554.041/2/3/4/5 - 554.341/2/3/4/5 catalogo gratuito a richiesta

radio televisione

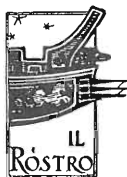
SIEMENS

SOCIETA' PER AZIONI

ANNO XXXI 1

GENNAIO 1959 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministr. Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350:** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500;** estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

Abbonatevi

a l'antenna

Un altro anno di intenso e fecondo lavoro è trascorso.

In quest'anno, il primo del quarto decennio, « l'antenna » Rivista ha realmente funzionato come l'organo radiante omonimo, cioè ha portato in tutto il mondo il pensiero scientifico, l'informazione di tutti i nuovi ritrovati, delle applicazioni modernissime e delle rielaborazioni perfezionate di quelle già in atto, dell'elettronica in genere in tutti i suoi rami che vanno quotidianamente moltiplicandosi.

Non possiamo qui fornire le cifre relative ai numeri di schemi, di circuiti, di articoli strettamente scientifici, di quelli teorico-pratici, o solamente pratici, delle informazioni circa gli avvenimenti più recenti in campo radio, televisivo, fisico, atomico, ecc.

Da notare il successo della nuova rubrica « a colloquio coi lettori » ed altre rubriche non meno interessanti di prossima attuazione. Ogni categoria di lettore può trovare sul nostro periodico l'argomento che l'interessa. Così « l'antenna » è letta da ingegneri, laureati in fisica, da insegnanti, istruttori assistenti in scuole tecniche, radiotecnici, radiantisti, addetti al servizio e all'assistenza tecnica, amatori dell'elettroacustica, e radioamatori non tecnici, professionisti in genere che amano conoscere come marcia il progresso anche se privi di cultura tecnica. Ogni numero de « l'antenna », che si distingue per la sua inconfondibile presentazione, contiene 48 fitte pagine di scienza, e tecnica pratica, circa 48 pagine di elegante pubblicità che da sole costituiscono una eccellente fonte di informazione.

Se siete abbonati non tardate a rinnovare l'abbonamento. E' il più efficace mezzo per dimostrarci che apprezzate il nostro lavoro.

Se non lo siete, affrettatevi a inviarci la vostra adesione: risparmierete e avrete la certezza di ricevere puntualmente la Rivista a domicilio.

Un anno L. 3500 + 70 i.g.e. - Servitevi dell'unito modulo di c.c. postale.

A tutti coloro che richiederanno un abbonamento annuo od il rinnovo di quello già scaduto verrà inviato in omaggio una elegante e pratica cartella raccoglitrice dei 12 numeri annuali.

dott. ing. Alessandro Banfi

Verso il secondo milione di teleabbonati

La RAI ha clamorosamente festeggiato il raggiungimento del primo milione di teleabbonati, faticosamente raggiunto dopo 4 anni dall'inizio delle prime trasmissioni televisive.

Non è il caso di nasconderci che tale traguardo è stato purtroppo raggiunto tardivamente e con grande fatica, particolarmente se si procura di gettare lo sguardo in quanto avviene in altri Paesi europei.

Prendiamo ad esempio due casi eloquenti: la Germania occidentale che, con una popolazione quasi uguale alla nostra, molto provata dalla recente guerra ha già raggiunto dopo soli 2 anni di esercizio TV il secondo milione di abbonati, e l'Inghilterra che nonostante le sue note consuetudini conservatrici, si trova oggi all'avanguardia della tecnica e della funzionalità dei servizi televisivi del mondo intero.

Della TV britannica, pure ci piace ricordare che nel mese di Dicembre 1958 gli utenti regolarmente paganti sfiorano i 9 milioni, con un incremento mensile di 150.000 unità nel mese di Ottobre, di 220.000 unità in Novembre e di 240.000 unità in Dicembre. Si consideri che l'Inghilterra è stata la prima nazione ad istituire un servizio regolare di TV e pertanto si potrebbe logicamente pensare ad una certa saturazione nella diffusione della TV stessa.

In realtà un calo dell'interesse e quindi dell'incremento dei teleutenti si era verificato nel 1955 nella quale epoca esisteva il solo programma della B.B.C. e l'incremento mensile dei teleutenti era sceso alla cifra di 30÷50 mila unità, con un totale di poco meno di 4 milioni di abbonati. Con l'entrata in servizio della televisione commerciale I.T.A. col suo secondo programma, l'interesse, e quindi l'incremento dei teleutenti, venne praticamente quadruplicato in modo da raggiungere in circa 2 anni l'accennato invidiabile traguardo dei 9 milioni d'abbonati.

Ma ciò che desidero porre in particolare evidenza è che per concorde unanime parere di tutti gli esperti britannici questo brillante risultato non si sarebbe certamente ottenuto se il secondo programma non fosse stato realizzato da una Società concorrente della B.B.C. Ciò è risultato da una interessante inchiesta effettuata dalla «Listener's Association» (la potente associazione fra i radioteleutenti inglesi) ed onestamente riconosciuto dalla B.B.C. stessa.

E' un fenomeno essenzialmente psicologico che interviene sia dal lato generazione programmi che dal lato utenti.

Nel primo caso sorge spontaneo lo spirito di concorrenza ed emulazione fra le due Società a tutto vantaggio della qualità, varietà e genere dei programmi. Si noti a questo proposito che tale regime di concorrenza non significa affatto astio od inimicizia esistenti fra le due società: i rapporti intercorrenti fra la B.B.C. e la I.T.A. sono oggi cordialissimi al punto da giungere ad una vicendevole utilissima collaborazione a totale beneficio dei telespettatori.

Questi ultimi dal canto loro, seguono lo sforzo competitivo ed emulativo delle due Società concorrenti con un interesse estremamente più grande di quello che potrebbe derivare da un secondo programma effettuato da una sola società di trasmissione: ovviamente anche tale secondo programma sarebbe afflitto dalle stesse tare e difetti del primo e mancherebbe ovviamente di quel prezioso ed indispensabile fattore costituito dallo stimolo della concorrenza.

Ma per completare in modo assolutamente obbiettivo il quadro del brillante sviluppo della TV inglese, occorre considerare un altro importantissimo pro-

(il testo segue a pag. 43)

dott. ing. Antonio Nicolich

Alimentazione dei ricevitori di televisione

In un ricevitore di televisione non poca importanza hanno i circuiti di alimentazione a causa delle tensioni più elevate e delle correnti più intense, che i vari circuiti richiedono. Di solito, nei ricevitori di televisione si hanno due diverse fonti di tensione continua: un alimentatore a media tensione, per le anodiche dei vari tubi, e un alimentatore a tensione elevata per il secondo anodo del tubo a raggi catodici.

(parte prima di tre parti)

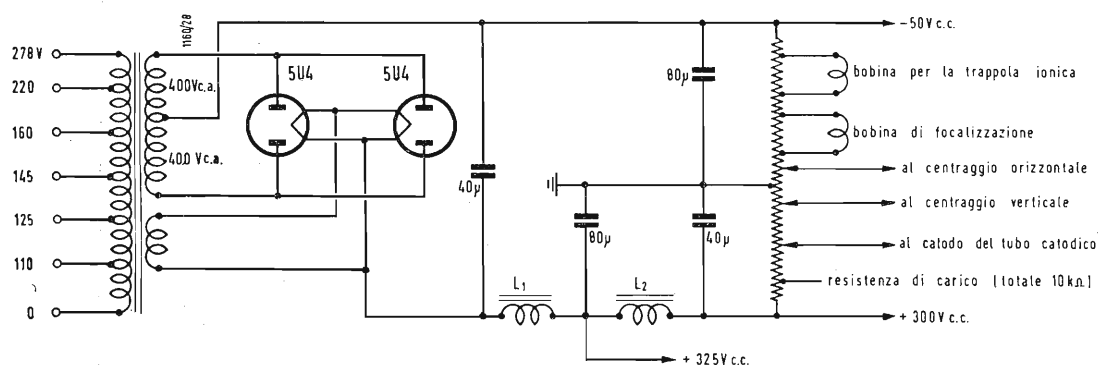



Fig. 1 - Alimentatore di media tensione per televisore, non differente dal tipo convenzionale di raddrizzatore per entrambe le semionde comunemente usato nei radioricevitori, salvo che fa uso di due doppi diodi in parallelo per far fronte alla notevole richiesta di corrente continua.

1. - GENERALITÀ.

Per l'alimentazione anodica dei televisori è necessario provvedere due diverse fonti di tensione continua: un primo alimentatore di media tensione (circa 300 V con 200 ÷ 300 mA, per ricevitori provvisti di trasformatore di alimentazione; circa 200 V con 200 ÷ 250 mA per i ricevitori asincroni senza trasformatore di alimentazione, per i quali la tensione continua è ottenuta per diretto raddrizzamento della tensione di rete a 220 c.a.); un secondo alimentatore capace di fornire l'E.A.T. (extra alta tensione) per il 2° anodo del tubo catodico; l'E.A.T. è dell'ordine di 7 ÷ 18 kV per i ricevitori a visione diretta, ovvero di 20 ÷ 100 kV per i ricevitori a proiezione; l'erogazione di corrente richiesta allo alimentatore per l'E.A.T. è di pochi decimi di milliampere.

2. - L'ALIMENTATORE A MEDIA TENSIONE.

La fig. 1 rappresenta lo schema di un alimentatore di media tensione per televisore, non differente dal tipo convenzionale di raddrizzatore per entrambe le semionde comunemente usato nei radioricevitori, salvo che fa uso di due doppi diodi in parallelo per far fronte alla notevole richiesta di corrente continua. Il trasformatore è del tipo universale, col primario provvisto di tutte le prese corrispondenti alle tensioni di rete italiane; il rapporto per il secondario alta tensione è in salita; tale avvolgimento fornisce 400 V e sopporta il carico di 300 mA c.c. con 375 V c.c.

Tre avvolgimenti secondari forniscono le basse tensioni di accensione rispettivamente per i 2 tubi raddrizzatori (ad es. 5U4 opp. 5X4), per tutti i tubi elettronici del ricevitore e per il tubo catodico. Nulla vieta di usare invece di due raddrizzatori in parallelo, un solo tubo biplacca (ad es. AZ 50) capace di fornire tutta la corrente c.c. richiesta, ovvero due diodi semplici monoplacca (ad es. PY 82).

In fig. 1 sono previste due cellule di filtro con due impedenze, la prima delle quali può essere costituita dalla bobina di campo dell'altoparlante, se questo è di tipo elettrodinamico.

I condensatori di filtro sono di grande capacità per assicurare l'assenza di ronzio, che non è tollerabile, perchè è necessario che esso non pervenga ai circuiti di scansione e video, dove si devono amplificare frequenze bassissime fino a pochi Hz, senza accoppiamenti fra gli stadi amplificatori attraverso l'impedenza dell'alimentatore comune. A questo proposito particolari cure vanno rivolte al trasformatore di alimentazione affinchè esso risulti il più possibile privo di flussi dispersi, di ronzii meccanici ed elettrici e di induzione sui componenti del circuito; a questo scopo esso dovrà es-

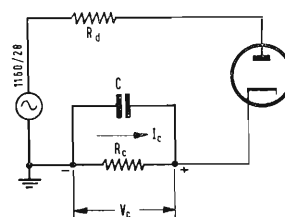



Fig 2 - Circuito raddrizzatore semionda, praticamente coincidente con un circuito di rivelazione a diodo in cui R_c è la resistenza di carico ed R_d la resistenza del diodo in regime di conduzione.

sere calcolato per un'induzione nel nucleo inferiore a 8000 gauss, dato che il ronzio è proporzionale alla 4ª potenza dell'induzione. È pure consigliabile provvederlo di uno schermo magnetico ed orientarlo sul telaio in modo da non influenzare altre parti del ricevitore, dalle quali esso deve distare il più possibile. Una resistenza di carico di 10 kΩ a filo serve da carico stabilizzatore delle tensioni continue e da divisore di tensione. Collegando alla massa del telaio una presa intermedia di detta resistenza, si ottengono tensioni positive e negative utili per i centraggi orizzontale e verticale (facendo scorrere una corrente continua costante nelle bobine del giogo di deviazione); per la polarizzazione positiva del catodo del cinescopio (spostando il cursore si ottiene la regolazione di luminosità); per l'alimentazione della bobina di focalizzazione nel caso di tubo catodico a concentrazione elettromagnetica; per l'alimentazione della bobinetta della trappola ionica, quando questa è del tipo elettromagnetico. Se la concentrazione è elettrostatica non servono le prese per la focalizzazione. Se anche la deviazione è elettrostatica (caso ormai rarissimo) non si effettuano le prese per i centraggi e per la trappola ionica, che, come si sa, è assente colla deviazione elettrostatica, che devia gli ioni allo stesso modo degli elettroni.

Dalla porzione negativa del divisore di tensione si possono ricavare varie tensioni di polarizzazione per alcuni stadi dei ricevitori, richiedenti polarizzazione fissa negativa.

Non si insiste sul funzionamento del raddrizzatore biplacca, perchè troppo noto a chiunque si interessi di radio.

3. - RICHIAMI DEL RADDRIZZATORE SEMIONDA.

È opportuno richiamare le caratteristiche del raddrizzatore semionda con diodo monoplacca rappresentato in figura 2, praticamente coincidente con un circuito di rivelazione a diodo in cui R_c è la resistenza di carico, sulla quale si

Fig. 3 - Caratteristica di regolazione di un rettificatore semionda. Variazione della tensione relativa di uscita $k = V_c/V_m$ in funzione di $R_d\,I_c/V_m$. La curva indica che V_c cade rapidamente per I_c piccola, più lentamente per corrente nel carico grande.

Fig. 4 - Tensione d'ingresso v_i e di uscita v_c del rettificatore di semionda. Nella figura si è supposto che l'ampiezza della tensione di ingresso sia unitaria ($V_i = 1$). Durante la carica allora la tensione ai capi di C vale circa k volt.

scarica il condensatore C, R_d è la resistenza presentata dal diodo quando è conduttivo. Detti V_m il valor massimo della tensione sinoidale applicata all'ingresso, V_c la tensione raddrizzata di uscita ai capi di R_c, nell'ipotesi di capacità $C = \infty$, si dimostra la seguente relazione:

$$\frac{R_c}{R_d} = \pi\left[\sqrt{\left(\frac{V_m}{V_c}\right) - 1} - \arccos\frac{V_c}{V_m}\right]^{-1} \qquad [1]$$

In assenza di carico, cioè per $R_c = \infty$, è $V_c = V_m$, il condensatore si carica al valor massimo della tensione applicata; il raddrizzatore deve resistere ad una tensione inversa di punta pari a $2\,V_m$. Lo stesso avviene per $R_c \neq 0$, quando $R_d = 0$ e $C = \infty$. In condizioni di lavoro normale, $R_c \neq 0$, la corrente del raddrizzatore consta di ampi impulsi brevi. È talvolta opportuno limitare l'ampiezza massima degli impulsi di corrente, disponendo una resistenza, che aumenti l'impedenza del circuito.

Posto:

$$k = \frac{V_c}{V_m}\,,\quad I_c = \frac{V_c}{R_c} = \frac{k\,V_m}{R_c}\,,$$

dall [1] si deduce:

$$\frac{R_d\,I_c}{V_m} = \frac{1}{\pi}\left(\sqrt{1-k^2} - k \arccos k\right) \qquad [2]$$

che esprime la curva di regolazione, cioè la caratteristica che dà la tensione di uscita in funzione della corrente di uscita. In fig. 3 si è rappresentata la variazione della tensione relativa di uscita k in funzione di $R_d\,I_c/V_m$. La curva indica che V_c cade rapidamente per I_c piccola, più lentamente quando la corrente nel carico è forte. Si vede quindi la necessità di disporre una resistenza di carico fissa di valore relativamente basso, allo scopo di stabilizzare la tensione di uscita. La [2] il cui grafico può essere definito come la curva di regolazione dell'alimentatore, per la condizione di $V_c = 0$ in corrispondenza di $R_c = 0$, cioè di corto circuito, fornisce per la corrente:

$$I_c\ (\text{corto circuito}) = \frac{0{,}318\ V_m}{R_d} \qquad [3]$$

dalla quale si calcola la resistenza R_d del diodo.

Se R_d è piccola occorre limitare la corrente di c.^{to} c.^{to} portandola al valore $R_d = 10\ V_m$, con che si avrebbe una corrente di c.^{to} c.^{to} di circa 32 mA, che però si riduce assai per effetto di saturazione del diodo e di avvicina al valore di 5 mA raccomandato come corrente di c.^{to} c.^{to} di sicurezza.

Se C non è infinita la tensione di uscita non è più continua, ma contiene una componente di ronzio dovuta all'alternata. la forma d'onda di V_c è in questo casi quella a tratti in figura 4, in cui si è supposto che l'ampiezza della tensione V_i di ingresso sia $V_i = 1$ V. Durante la carica allora la tensione ai capi di C vale circa k volt; segue una scarica su R_c con legge esponenziale, per cui la componente alternata di ronzio punta a punta vale:

$$v_{app} = k\left[1 - e^{-(180-\arccos k)/180\,f\,R_c C}\right] \qquad [4]$$

dove f è la frequenza della tensione sinoidale v_i di entrata, arcos k è espresso in gradi. Per piccoli valori di ronzio la tensione media continua è all'incirca k volt per cui:

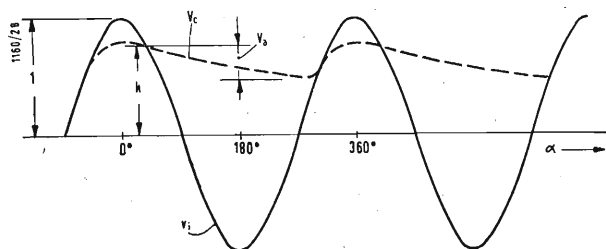
$$\Delta v_{app} = 1 - e^{-(180-\arccos k)/180\,R_c C} \qquad [5]$$

dove Δv_{app} è il valore punta punta della componente alternata alla tensione continua di uscita. Se Δv_{app} è piccolo si può scrivere:

$$\Delta v_{app} = \frac{1 - \dfrac{\arccos k}{180}}{f\,R_c\,C}$$

da **cui:**

$$f R_c C \Delta v_{app} = 1 - \frac{\arccos k}{180} \qquad [6]$$

(il testo segue a pag. 42)

Le immagini dei raggi X per televisione

A Montreal è stato recentemente eseguito per la prima volta nella storia della medicina un esame diretto e a distanza dei raggi X.

A 8 miglia dall'ospedale Jean Talon, ove un paziente veniva sottoposto a raggi X, alcuni specialisti, in un altro ospedale, hanno osservato, su uno schermo televisivo, i movimenti peristaltici dell'intestino del paziente e sono stati in grado di rilevare i sintomi in esso verificatisi. Le immagini dei raggi X erano state trasmesse per mezzo di un trasmettitore televisivo. Due radiologi canadesi, il Prof. Albert Jutras e il Dr. Guy Duckett, hanno studiato per diversi anni le possibilità di effettuare l'esame mediante i raggi X per televisione, e da quando la Philips scoprì, più di 4 anni fa, l'intensificatore delle immagini, questo esame divenne teoricamente possibile, poichè l'intensificatore delle immagini che, come dice lo stesso nome, rende le immagini più intense, può essere combinato con una macchina da ripresa televisiva, col risultato che l'immagine trasmessa mediante cavo o trasmettitore può essere vista su di un ricevitore posto in altro luogo.

Molte installazioni sperimentali furono eseguite, ma la strada verso la verfezione è lunga e difficile, e rimanepano ancora molte aspirazioni di specialisti ed esperti in questo ramo che non potevano essere raggiunte.

Il Prof. Jutras, del personale dell'Hôtel Dieu di Montreal, seguì da vicino questo progresso insieme al suo collega Dr. Duckett dell'ospedale Jean Talon della stessa città; essi videro i limiti dell'uso della televisione nell'esame coi raggi X, ma anche le possibilità e i vantaggi di questo metodo, nel presente stato di sviluppo tecnico. È merito di questi due uomini di essere stati i primi a studiare fino a che punto sarebbe possibile diagnosticare una malattia a una certa distanza per mezzo della combinazione: intensificatore delle immagini più televisione.

Il Prof. Jutras prese contatto con la Philips, espose il suo piano e il risultato di una serie di discussioni fu che venne costruita a questo proposito un'installazione in stretta collaborazione tra l'Ind. Div. Medical Apparatus e la Ind. Div. ELA. Essa è stata in costruzione per qualche tempo in Canadà e i risultati raggiunti sono considerati estremamente soddisfacenti.

Infatti noi possiamo parlare di un nuovo uso della televisione a « circuito chiuso », in cui le immagini sono trasmesse per cavo. L'installazione consiste in un apparato a raggi X, un intensificatore di immagini di raggi X e una macchina da ripresa televisiva, mentre uno o più ricevitori sono montati altrove. Il paziente giace su di un letto che è controllato a distanza, da un'altra stanza, dove il medico siede di fronte a un ricevitore TV. Per mezzo di un sistema di comunicazione, il dottore prende contatto con il paziente e gli dà, se necessario, ulteriori istruzioni. Se, infine, lo specialista desidera rivedere più tardi certi fenomeni, può azionare una speciale macchina da ripresa per film.

Dopo questa dimostrazione, il Prof. Jutras dichiarò a un folto pubblico: « Il maggior vantaggio dell'uso dei raggi X per televisione è che l'esame dei suddetti raggi è stato portato dall'oscurità alla luce. Se precedentemente dovevamo esaminare il paziente in una camera completamente buia, ora il medico e il suo paziente sono in due camere adiacenti e bene illuminate. Il lavoro del medico resta così facilitato, mentre il paziente non si sentirà più a disagio per le ulteriori « manipolazioni » eseguite in completa oscurità ».

Il Prof. Jutras crede che questo sia un importante contributo per rendere più veloce la diagnosi esatta. Analogamente un secondo vantaggio è che il medico non avrà più bisogno di abiti speciali per la protezione contro i raggi X, abiti che sono invece richiesti se si seguono altri metodi, e che spesso impediscono, in certo qual modo, i suoi movimenti.

Il Prof. Jutras sostiene che questi vantaggi giustificherebbero l'uso della televisione nell'esame coi raggi X. Ma le sue intenzioni vanno oltre. A parte il fatto che è possibile trasportare le immagini televisive dei raggi X al ricevitore del medico per cavo, è anche possibile trasmettere queste immagini a maggior distanza, come venne dimostrato recentemente, con l'aiuto di un trasmettitore. In paesi come il Canadà che hanno vaste aree scarsamente popolate, non è sempre possibile valersi dei servigi di un medico specializzato, mentre sarebbe sicuramente possibile fornire ospedali minori con una installazione di televisione per raggi X. L'ospedale regionale viene unito all'ospedale centrale dove il radiologo esamina il paziente con l'aiuto della televisione per raggi X. Questa comunicazione è mantenuta per mezzo di un trasmettitore. In alcuni paesi esiste un sistema di radiocomunicazioni che rende possibile al medico locale e allo specialista di consultarsi a vicenda.

Il Prof. Jutras spera ora di estendere questo sistema introducendo l'esame a raggi X a distanza; dandone la dimostrazione a Montreal, il Prof. Jutras e il Dott. Duckett provarono che questo sistema è possibile; essi hanno ora intenzione di realizzare estesi collaudi per provare le possibilità della televisione per raggi X nel campo medico. Infine, il Prof. Jutras dichiarò che questo sistema offre possibilità nuove per l'insegnamento agli studenti di medicina, poichè un grande numero di studenti può, per così dire, essere presente all'esame se un grande proiettore T.V. 7 è installato nella sala-studio.

(n. p.)

Dieci anni di televisione in Olanda

Nel corso del 1958 è stato commemorato il decimo anniversario della prima trasmissione della Televisione Sperimentale Philips. Nel piccolo studio del Laboratorio Fisico è stato trasmesso un programma di circa un'ora e mezzo. A venti chilometri a sud di Eindhoven, nel padiglione del Golf Club, direttori e tecnici dei servizi P.T.T. olandese assistevano alla proiezione. Il primo aprile 1948, la televisione fu introdotta al pubblico olandese con uno speciale programma per la stampa.

Per tre anni la Televisione Sperimentale Philips ha preparato i programmi. Queste trasmissioni date tre sere per settimana servirono allo scopo di dare ai tecnici l'opportunità di acquisire esperienza nel maneggiare il uovo mezzo.

Le trasmissioni potevano essere seguite su un ristretto numero di ricevitori sperimentali, ma presto i costruttori dilettanti divennero attivi e il numero degli utenti aumentò rapidamente da alcune dozzine a molte centinaia. A Eindhoven e paesi vicini ricordano ancora con rimpianto queste trasmissioni sperimentali che mostravano così bene il carattere di novità.

Tutti i partecipanti, tanto nello studio e nella sala di controllo, quanto al trasmettitore, si sentirono giustamente pionieri. In questi tre anni furono dati tutti i generi di programmi. Dopo breve tempo, non si fecero più trasmissioni all'aperto, e a tale scopo un locale speciare era stato attrezzato. Nè si omise di introdurre notizie commerciali nelle trasmissioni TV. Infatti più di una volta brevi programmi commerciali erano stati prodotti.

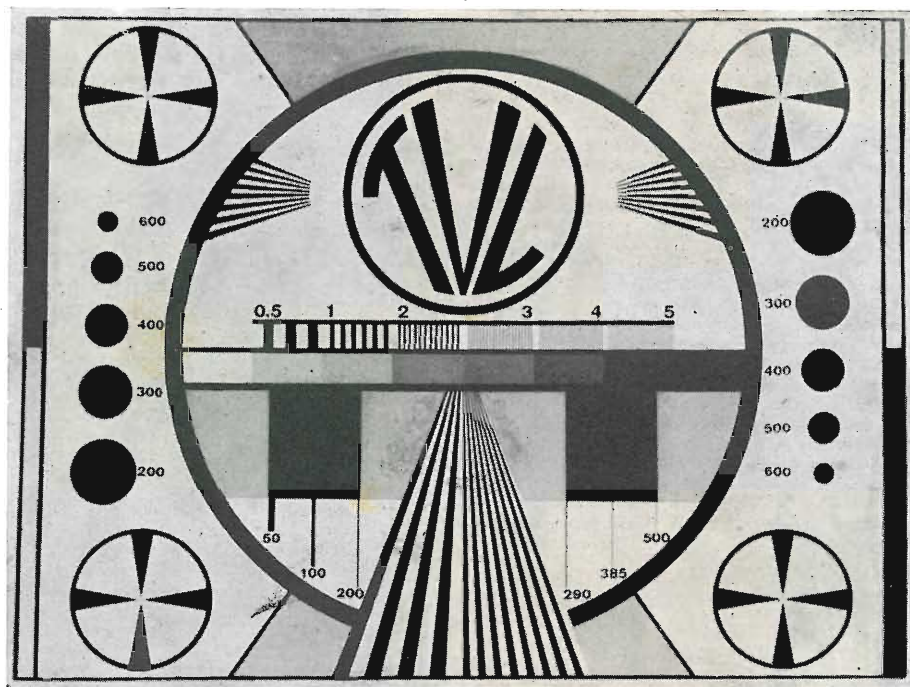
Nel 1951 questo periodo era finito. Allora la televisione olandese si occupò della preparazione dei programmi sperimentali, e il silenzio cadde nel piccolo studio del Laboratorio di Fisica. Solo il trasmettitore era ancora usato per ritrasmettere i programmi nella parte meridionale dell'Olanda, un compito che questo trasmettitore Philips ha compiuto fino alla metà dell'anno scorso.

Aggiungeremo alle suddette informazioni che la Philips si stava già occupando intensamente della televisione verso il 1930 e che prima della Seconda Guerra Mondiale ebbe a fare dimostrazioni in molti paesi.

In occasione di questo giubileo, il Sig. H.J.R.G. Hartong, membro del Consiglio, ha concesso un'intervista a uno dei quotidiani olandesi.

(n. p.)

Gli impianti trasmittenti TV della società indipendente TVL

Ecco il monoscopio della TV libera, quello cioè che dovrebbe apparire sui teleschermi prima delle trasmissioni. L'iniziativa della T.V.L., pur sollevando talune obiezioni di natura tecnica essenzialmente per quanto riguarda la possibilità pratica di aver assegnati canali TV liberi da interferenze con altri trasmettitori già esistenti o tali da non determinarne nei confronti dei molti ripetitori già installati (banda delle VHF), è indubbiamente coraggiosa e mira a spezzare un regime di monopolio, dannoso sotto molti aspetti agli interessi della stessa industria nazionale.

GIÀ DA QUALCHE MESE, si sente parlare della coraggiosa iniziativa di una Società milanese, di realizzare una seconda rete italiana di trasmissioni televisive in concorrenza con la RAI.
Il primo periodo di pratica attività della T.V.L. (tale è la denominazione di questa Società) è culminato con un clamoroso episodio di sequestro cautelativo degli impianti milanesi, già completamente realizzati ed in piena attività di prove interne, da parte della Procura della Repubblica.
Trattasi di un impianto che, pur nella sua modesta mole, è però completo e particolarmente aggiornato coi più recenti sviluppi della tecnica televisiva. Tale impianto è stato completamente realizzato in Milano al 29° e 30° piano del gratta-

Il piccolo studio della T.V.L. per le riprese dirette dei notiziari e di piccole scene. Lo scrittorio con il microfono è destinato agli annunci. Il secondo microfono a giraffa serve per le piccole scene e gli « sketches ». Tutti gli apparecchi illuminanti di vario tipo, sono sostenuti da una intelaiatura tubolare sospesa al soffitto. Le pareti sono rivestite con pannelli acustici assorbenti, atti ad assicurare all'ambiente dello studio un ottimo rendimento delle riproduzioni sonore. (*Publifoto*)

cielo di Piazza della Repubblica e tecnicamente costituisce una realizzazione di primato nel suo genere (nell'ambito nazionale).
Lo studio, il progetto e la realizzazione di tale impianto sono stati portati a termine dall'Ing. Alessandro Banfi, il quale nel corso di un ventennio di attività curò il progetto e la costruzione degli impianti trasmittenti dell'E.I.A.R.
Una schiera di giovani e valenti tecnici hanno efficacemente collaborato al montaggio ed alla messa a punto di tutto l'impianto, che comprende:
a) Uno « studio » per ripresa diretta sia degli annunci, che di piccole scene o

Il complesso delle apparecchiature di sincronizzazione ed alimentazione stabilizzata. In primo piano il banco di controllo « video » ed « audio » dal quale viene comandato a distanza tutto l'impianto. Di fronte ad esso due « monitori » video, su uno dei quali appare in trasmissione la sigla della T.V.L. L'ultimo armadio in fondo a destra è il trasmettitore dimostrativo in VHF. Non è stato comunicato alla stampa se e su quale frequenza tale impianto avrebbe potuto funzionare. Ragionando per esclusione, eliminati i canali *B* (Mt. Penice), *G* (Milano), *H* (San Salvatore - Svizzera) già assegnati a 3 trasmettitori di potenza, e i canali *D*, *E*, *F* già utilizzati da numerosi ripetitori della RAI nella stessa Lombardia, si conclude che il trasmettitore di presenza nella banda VHF, avrebbe potuto impiegare il canale *A*, oppure il canale 11 CCIR (216 ÷ 223 MHZ) la cui ricezione non è però prevista nei televisori di produzione nazionale. (*Publifoto*)

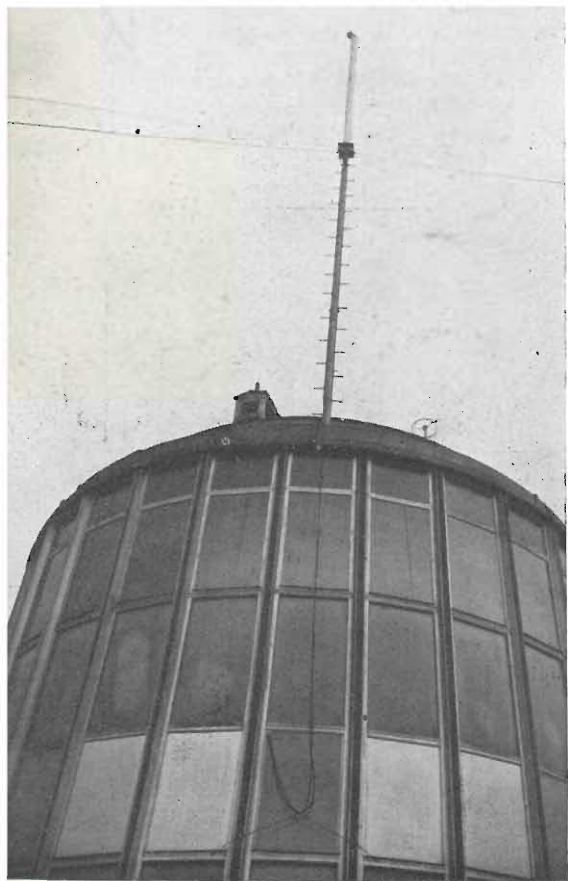
« sketches » munito di una moderna attrezzatura per illuminazione sia con lampade ed incandescenza che a fluorescenza, a rapida manovrabilità.

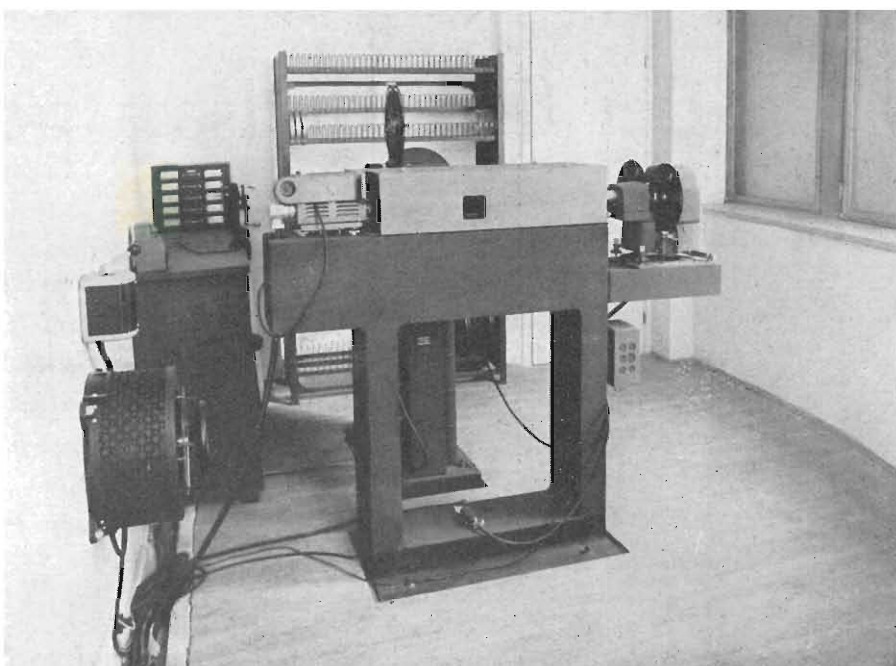
b) Un locale ospitante le apparecchiature di controllo ed ausiliarie delle telecamere, consistenti nei generatori dei segnali sincronizzanti, nelle alimentazioni stabilizzate di vario genere, negli amplificatori a video ed audio frequenza.
Un banco di controllo consente la manovra a distanza di tutte le apparecchiature di trasmissione, nonchè il loro controllo visivo mediante una serie di oscilloscopi opportunamente inseriti.
Monitori ad alta qualità consentono inoltre il controllo visivo delle immagini in arrivo alle telecamere ed in partenza verso il trasmettitore. Uno speciale dispositivo elettronico consente il mixaggio di quattro video-canali con speciali effetti di inserzione progressiva controllata a volontà in tempo e forma.

c) Un locale ospitante le apparecchiature del « telecinema » destinate alla trasmissione di film a passo normale e ridotto, nonchè di immagini fisse quali le « sigle » di trasmissione, il « monoscopio » e vignette pubblicitarie od annunci scritti.

d) Un primo radiotrasmettitore « stand by » di presenza, funzionante nella gamma delle VHF con una potenza di circa 800 W E.R.P. Un secondo trasmettitore definitivo funzionante nelle gamme delle UHF con una potenza di circa 500 kW E.R.P. irradiata mediante un'antenna ad onde progressive (travelling wave antenna).
È da notare l'ottimo rendimento in potenza e qualità di questi trasmettitori, che situati ad una quota di oltre 100 metri richiedono brevissime linee di trasmissione.

e) Un locale laboratorio-officina per le necessarie operazioni di misure e manutenzione.
Tutte le apparecchiature sopraccennate sono di costruzione americana R.C.A.

L'antenna speciale tubolare ad onde progressive (travelling wave antenna) ad alto guadagno per emissioni in UHF. Si noti che, grazie al brevissimo percorso dei cavi RF tra il trasmettitore UHF e l'antenna stessa, il rendimento complessivo risulta particolarmente buono. L'antenna è montata sulla sommità del noto grattacielo di Piazza della Repubblica a Milano. (*Publifoto*)

già predisposte per trasmissioni a colori naturali, secondo il noto sistema N.T.S.C. La T.V.L. ha anche studiato la progressiva copertura di una buona aliquota del territorio nazionale utilizzando i canali nella gamma di frequenza della banda IV (UHF).
Il concetto di funzionalità delle trasmissioni della T.V.L. è basato sulla creazione e di numerosi Centri autonomi locali, che però in determinate ore del giorno possono venire intercollegati per la trasmissione di un singolo programma collettivo. (*dott. ing. A. Marchisio*)

Gli apparati del telecinema e proiezioni fisse (diapositive) con gli effetti elettronici speciali di mixaggio e sovrapposizione. Anche queste apparecchiature sono comandate a distanza dal banco di controllo, raffigurato qui a fianco. (*Publifoto*)

Il grattacielo di Piazza della Repubblica a Milano: nel padiglione a 3 piani che si scorge in vetta all'edificio sono ospitati tutti gli apparati trasmittenti della T.V.L. L'antenna tubolare, ben visibile, trovasi a quota 130 metri circa, quindi in posizione particolarmente favorevole.

Telediagnosi a grande distanza.
Il colonnello medico della Marina Norman Lee Barry, dell'Ospedale Navale Bethesda, nel Maryland, ha rivelato che è stato effettuato con successo un tentativo di diagnosi medica a distanza per mezzo di un impianto speciale da lui ideato.
Nel corso di una successiva dimostrazione a Kansas City (Missouri), un gruppo di specialisti di questa città, ragguagliati per telefono sui precedenti clinici di tre pazienti ricoverati al Centro Medico Bethesda, sono stati in grado di dare una precisa diagnosi dei casi in esame, dopo aver esaminato a distanza gli elettrocardiogrammi, le pulsazioni, i battiti cardiaci, il ritmo e volume della respirazione, attraverso un complesso di strumenti di misura telecomandati, applicati direttamente sui tre pazienti. I dottori John C. Harvey, docente di medicina all'Università John Hopkins di Baltimore, e James E. Crocket, della Clinica dell'Università del Kansas, hanno redatto a migliaia di chilometri di distanza diagnosi perfettamente uguali a quelle dei loro colleghi che si trovavano presso il Centro Medico Bethesda.
La validità dell'esperimento è stata confermata da un caso clinico particolare che era stato sottoposto ai due specialisti di Kansas City. I dottori Harvey e Crockett non hanno esitato a diagnosticare a distanza in base ai dati trasmessi per radio l'anomalia.
I rilievi effettuati al Centro Medico Bethesda e trasmessi a Kansas City sono stati lì riprodotti graficamente, ad eccezione dei battiti del cuore, che sono stati amplificati con un altoparlante ad alta fedeltà. (*u. s.*)

Genitori assistono in casa alle lezioni dei figli teletrasmesse.
Un interessante esperimento educativo destinato a facilitare nei genitori la comprensione dei problemi dei rispettivi figli, è stato recentemente effettuato in una scuola situata nel cuore di New York, grazie ad un sussidio di 215.000 dollari (circa 133.375.000 lire) concesso dalla Fondazione Ford.
In una sezione del distretto di Chelsea è stata allestita una stazione TV a circuito chiuso che collega la Scuola Pubblica 33 e il centro sanitario rionale agli apparecchi riceventi delle abitazioni private della zona circostante. Per ricevere il programma, gli apparecchi televisivi nelle case, oltre ad essere opportunamente sintonizzati per la ricezione sul 6° canale, che non è ancora sfruttato da nessuna stazione TV commerciale, sono allacciati per filo ad un'antenna principale che riceve soltanto il programma speciale. (*u. s.*)

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

Considerazioni sui criteri di progetto dei filtri divisori per altoparlanti

Da circa un anno l'A. riceve delle lettere, dai lettori della rivista « l'antenna », nelle quali si richiedono consigli e dettagli tecnici riguardanti la scelta del tipo di filtro da adottare per suddividere fra i vari altoparlanti, il segnale audio. In queste lettere si fa riferimento ad una promessa, fatta dall'A. in un articolo apparso su « l'antenna » nei primi mesi del 1957, con la quale l'A. si impegnava a fornire, in un successivo articolo, i criteri di progetto di questi filtri. A causa della precedenza data ad altri argomenti pure importanti, purtroppo da allora son trascorsi quasi due anni e si chiede venia ai lettori per questo ritardo.

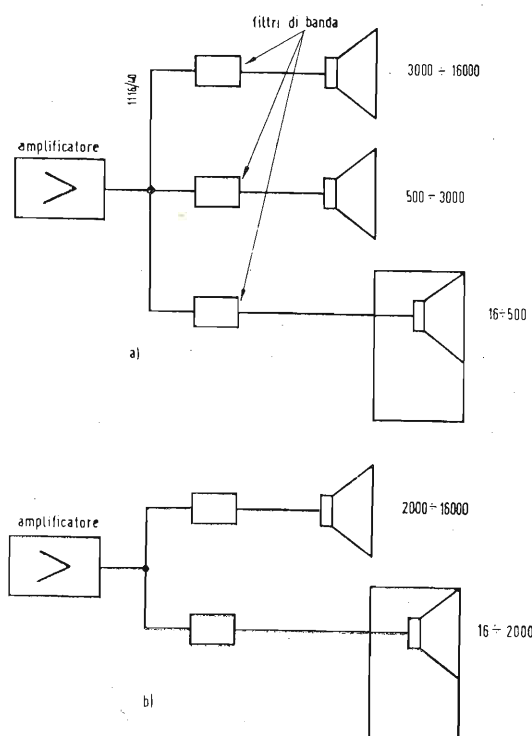



Fig. 1 - Filtri divisori per altoparlanti. In *a*) la banda acustica viene suddivisa in tre parti, da 16 a 500 Hz, da 500 a 3000 Hz, oltre 3000 Hz, in *b*) in due parti, da 16 a 2000 Hz, da 2000 a 16.000 Hz. I filtri divisori possono essere quindi o filtri passabasso, oppure filtri passabanda, o ancora, filtri passa-alto. Sperimentalmente si è trovato che la migliore attenuazione fuori banda è di 12 dB/ottava.

IL COMPITO INIZIALE DEI FILTRI divisori, come è ben visibile in figura 1, è quello di suddividere le bande di frequenze acustiche in più parti, generalmente tre o due, di inviare queste parti ai singoli altoparlanti progettati in modo da riprodurre con fedeltà solo la determinata banda di frequenza loro assegnata. Ad esempio la banda di frequenze acustiche che, come ben noto, si estende da 16 Hz a 16000 Hz, per l'orecchio normale nedio, può essere suddivisa come segue:

a) In tre parti e cioè:

I) 16 ÷ 500 Hz;
II) 500 ÷ 3000 Hz;
III) 3000 ÷ 16000 Hz.

b) In due parti e cioè:

I) 16 ÷ 2.000 Hz;
II) 2.000 ÷ 16.000 Hz.

I filtri divisori possono quindi essere o dei filtri passa-basso o dei filtri passa-banda o dei filtri passa-alto, corrispondenti rispettivamente ai casi I, II, III, in quanto la frequenza inferiore del filtro passabasso e la frequenza superiore del filtro passa-alto sono determinate dalle frequenze di taglio degli altoparlanti per le frequenze basse, e degli altoparlanti per le frequenze alte.

Al fine di poter progettare i filtri è necessario sapere quale è l'attenuazione richiesta. Nei filtri attualmente in uso l'attenuazione è normalmente compresa fra 9 e 12 dB/ottava. Si usano anche attenuazioni minori di 6 dB/ottava e qualche volta anche maggiori di 18 dB/ottava.

Si osservi che una attenuazione troppo forte, oltre le frequenze frontiera dei filtri, porta ad una troppo marcata suddivisione del segnale audio fra gli altoparlanti. È necessario che nelle vicinanze delle frequenze frontiera le onde sonore vengano emesse contemporaneamente da ambedue gli altoparlanti in modo che l'ascoltatore non abbia una sensazione di discontinuità.

Inoltre si osservi che la potenza acustica che si ha in un

DEI COMPONENTI PER IMPIANTI AD ALTA FEDELTÀ

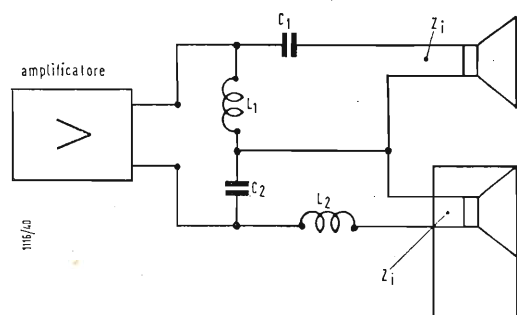



Fig. 2 - Filtri per altoparlanti atti a dividere in due parti la banda acustica. Attenuazione di 12 dB/ottava.

Fig. 3 - Filtri, come in figura 2, ma posti in parallelo.

Fig. 4 - Filtri per altoparlanti, come in figura 2, ma con una attenuazione di 18 dB/ottava.

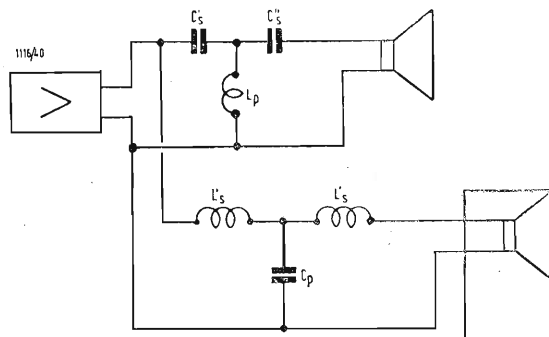



Fig. 5 - Filtri per altoparlanti, come in figura 4, ma posti in parallelo.

punto, ad una certa distanza dagli altoparlanti, è in generale inferiore alla somma delle potenze che si avrebbero se gli altoparlanti funzionassero da soli, uno per volta.

Sperimentalmente si è trovato che la frequenza frontiera superiore di un altoparlante deve essere uguale a quella inferiore dell'altoparlante attiguo e che la migliore attenuazione è di 12 dB/ottava.

Una attenuazione inferiore, ad esempio 6 dB/ottava, porta ad un aumento della potenza sonora irradiata dal complesso degli altoparlanti nelle vicinanze delle frequenze frontiera e quindi è, in generale, da escludere.

Si ricorda che, nel montaggio, i vari altoparlanti appartenenti ad un medesimo complesso, devono essere montati tutti in fase fra di loro. Questo significa che lo spostamento dei diaframmi degli altoparlanti deve essere uguale per tutti applicando una tensione di un dato segno ai morsetti. Questo risulta molto difficile da realizzare nel caso degli altoparlanti per le frequenze alte in quanto gli spostamenti del diaframma sono molto piccoli. Si veda, a questo proposito, quanto detto in un precedente articolo. Ovviamente il problema sarebbe assai semplice, nel caso che il costruttore fornisse i morsetti dell'altoparlante contrassegnati con un + o con un —, a seconda che il movimento del diaframma avvenga verso l'esterno o verso l'interno. Per gli altoparlanti delle frequenze medie e basse è possibile, applicando una tensione continua di nota polarità, mediante una pila, riconoscere in che senso si sposta il diaframma. Attenzione a non rovinare l'altoparlante in queste prove! Si consiglia una tensione dell'ordine di 1 volt.

Il progetto dei filtri viene effettuato con i metodi normalmente impiegati nelle comunicazioni elettriche per il calcolo dei filtri.

In generale si fa ricorso alle teorie di Zobel, cioè ai filtri comunemente chiamati a *k* costante e ad *m* derivato che sono, come ben noto, un perfezionamento dei filtri a *k* costante al fine di avere una impedenza d'ingresso e di carico costanti in tutta la banda passante. La più perfetta costanza dell'impedenza d'ingresso e di carico si ha per $m = 0{,}65$.

I dati di partenza per il calcolo di queste reti di filtro sono: l'impedenza d'ingresso e l'impedenza di carico; le frequenze frontiera; le attenuazioni fuori frequenze frontiera.

Le impedenze d'ingresso dei vari filtri possono essere messe in serie o in parallelo fra di loro. Altre volte si possono mettere in serie alcune e in parallelo altre. Nel caso di due canali, uno per le frequenze medie e basse ed uno per le frequenze alte, è largamente adottato il sistema di figura 2 con il quale si realizza una attenuazione di circa 12 dB/ottava. Se si indicano con Z_i le impedenze dei due altoparlanti, sopposte uguali, i valori di L_1, C_1, L_2, C_2, possono essere facilmente calcolati anche senza ricorrere alle teorie dei filtri, ma con semplici ragionamenti intuitivi. Ponendo:

$$L_1 = L_2 \qquad\qquad C_1 = C_2$$

se si pone:

$$L_1 = \frac{Z_i}{\sqrt{2}\,\omega} \qquad \text{e} \qquad C_1 = \frac{\sqrt{2}}{Z_i\,\omega}\;;$$

l'impedenza di carico dell'amplificatore è data approssimativamente da Z_i nelle vicinanze delle frequenze frontiera, e le attenuazioni sono di circa 12 dB/ottava. Si consideri dapprima per semplicità il circuito di figura 9 derivato da quello di figura 2; le due impedenze d'ingresso dei filtri sono date

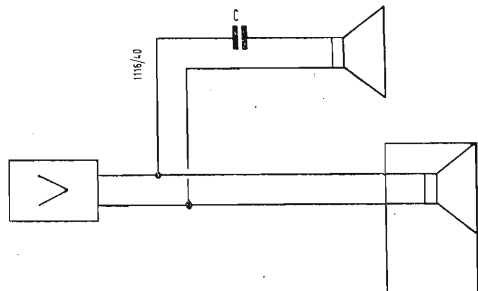
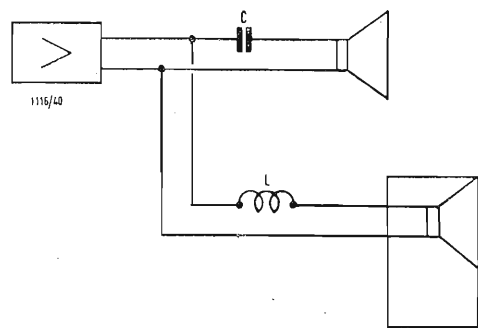
da: $\omega\,L_1$ e $\dfrac{1}{\omega\,C_1}$ cioè da una reattanza induttiva e da una reattanza capacitiva, a cui sono poste in parallelo le impedenze degli altoparlanti. Alla frequenza frontiera, vale a dire alla frequenza per la quale sono stati calcolati, mediante le formule precedentemente riportate C_1 e L_1, le reattanze

sopra menzionate sono date da: $\dfrac{Z_i}{\sqrt{3}}$. L'angolo di fase fra queste due reattanze è dato da 70°. La reattanza risultante

Z_r da queste due reattanze in serie è data da:

$$Z_r = 2 \frac{Z_i}{\sqrt{3}} \times \cos 35^o = 2 \frac{Z_i}{\sqrt{3}} 0{,}82 = 0{,}95\ Z_i$$

L'impedenza Z_r risulta di circa il 5% inferiore a Z_i.

Mano a mano che ci si allontana dalla frequenza frontiera le due reattanze variano in senso opposto. Ad esempio per una frequenza pari a 1/2 della frequenza frontiera, la reattanza induttiva si è dimezzata e quella capacitiva si è invece raddoppiata. L'impedenza che risulterebbe dalla somma vettoriale delle due reattanze in quadratura, considerando l'effetto prodotto dalle impedenze interne degli altoparlanti è data da:

$Z'_r = 1{,}34\ Z_i$.

L'impedenza di carico dell'altoparlante risulta quindi del 34% in più della Z_i. Naturalmente è variato l'angolo di fase dell'impedenza d'ingresso ai due filtri.

Nel caso di figura 2 le due reattanze poste in serie fra di loro sono by-passate da due reattanze in serie con le impedenze degli altoparlanti. Queste ultime due reattanze variano in senso inverso con la frequenza delle reattanze che bypassano e quindi tendono a ridurre la variazione con la frequenza dell'impedenza di carico dell'altoparlante in maniera più sensibile di prima. Il lettore potrà, mediante l'applicazione della teoria dei numeri complessi o mediante facili diagrammi vettoriali ricavare l'andamento con la frequenza dell'impedenza di carico dell'amplificatore ossia d'ingresso ai filtri.

Per quanto riguarda le attenuazioni, si osservi che con un circuito semplice, come quello di figura 9, fuori frequenza frontiera si ha una attenuazione di 6 dB/ottava, vale a dire la tensione si dimezza ogni qualvolta la frequenza viene dimezzata (passo-alto), o moltiplicata per due (passa-basso). Infatti l'impedenza di carico dell'altoparlante può essere considerata come un partitore selettivo alle frequenze. Anche qui lo studio, di come varia la tensione ai morsetti degli altoparlanti con la frequenza a pari tensione all'uscita dello amplificatore, può essere effettuata mediante diagrammi vettoriali o mediante l'applicazione delle teorie dei numeri complessi. Per il filtro di figura 2 l'attenuazione fuori frequenza frontiera è di 12 dB/ottava.

Analogamente al filtro di figura 2 si può considerare quello di figura 3 nel quale i due filtri invece che in serie sono posti in parallelo. Nel caso di figura 3 le reattanze di $C_1 = C_2$ ed $L_1 = L_2$ dono date da $\sqrt{2}\, Z_i$ invece che $Z_i/\sqrt{2}$, come nel caso di figura 2. L'impedenza di carico dell'altoparlante rimane approssimativamente ancora uguale a Z_i, almeno in corrispondenza della frequenza frontiera. Nel caso si voglia ottenere, per particolari applicazioni, una attenuazione di 18 dB/ottava, è necessario ricorrere allo schema di figura 4 o di figura 5, indicando sempre con Z_i le impedenze interne degli altoparlanti, supposte uguali, i vari elementi costituenti il filtro si possono calcolare con le teorie generali dei filtri. Si riportano nel seguito i valori che, questi componenti assumono in funzione di Z_i, delle frequenze frontiera f_f inferiore per il filtro passa-alto e superiore per il filtro passa-basso. I simboli si riferiscono alle figure 4 e 5.

Fig. 6 - Inserzione in parallelo, mediante condensatore, dell'altoparlante per le frequenze alte.

Fig. 7 - Inserzione in parallelo, mediante induttanza, dell'altoparlante per le frequenze basse.

Fig. 8 - Realizzazione di un semplice filtro per altoparlanti mediante i circuiti di figura 6 e 7.

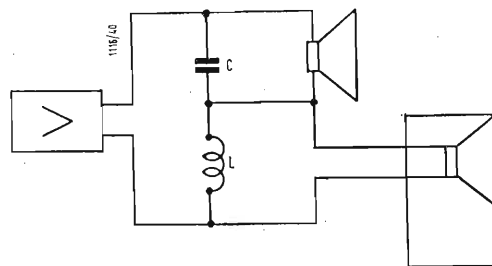



Fig. 9 - Circuito, come quello di figura 8, ma con gli altoparlanti posti in serie.

Con riferimento alla figura 4:

$C_s = 1/12{,}5\ f_f\, Z_i \qquad L_s = Z_i/\pi f_f$

$L'_p = Z_i/10\ f_f \qquad L''_p = Z_i/6{,}28\ f_f$

$C'_p = 10\ f_f\, Z_i \qquad C''_p = 1/6{,}28\ f_f\, Z_i$.

Con riferimento alla figura 5:

$C'_s = 1/10\ f_f\, Z_i \qquad C''_s = 1/6{,}28\ f_f\, Z_i$

$L_p = Z_i/12{,}56\ f_f \qquad L'_s = Z_i/3{,}9\ f_f$

$L''_s = Z_i/6{,}28\ f_f \qquad C_p = 1/\pi\ f_f\, Z_i$.

L'impedenza di carico dell'amplificatore è ancora data approssimativamente da Z_i.

Nel caso si voglia realizzare una attenuazione di 6 dB/ot-

tava, è sufficiente, come già detto, il semplicissimo circuito di figura 6. L'altoparlante per le frequenze alte viene posto in parallelo con l'altoparlante per le frequenze basse ponendo in serie un condensatore C. Per tutte le frequenze di funzionamento dell'altoparlante per le basse frequenze, la reattanza del condensatore C deve essere molto alta rispetto all'impedenza dell'altoparlante per le frequenze alte. Solo per le frequenze di funzionamento dell'altoparlante per le frequenze alte, la reattanza deve essere almeno dell'ordine di grandezza dell'impedenza dell'altoparlante per le frequenze alte. Ammettendo ad esempio che l'altoparlante per le frequenze alte abbia una impedenza di 5 ohm, e che le frequenze da riprodursi siano maggiori di 3000 Hz, la capacità C dovrà essere di circa 10 μF. Nel caso invece si voglia inviare ad un altoparlante solo le frequenze alte e ad un altro altoparlante tutta la gamma di frequenza, si realizzerà, con i medesimi criteri, un circuito del tutto simile a quello di figura 6 e riportato in figura 7. L'induttanza L viene calcolata con i medesimi criteri. Ad esempio con un altoparlante da 5 ohm, avendo una frequenza frontiera di 500 Hz, l'induttanza dovrà avere il valore di 1,6 mH.

Ovviamente, unendo assieme i semplici filtri di figura 6 e di figura 7, si può realizzare un semplice circuito con il quale suddividere la banda acustica in due parti. Questo semeplice sistema di filtraggio è riportato in figura 8. Il circuito di figura 8 può essere trasformato in quello di figura 9 in cui i due altoparlanti risultano in serie invece che in parallelo rispetto ai morsetti d'uscita dell'amplificatore. Le attenuazioni oltre la frequenza frontiera, rimangono sempre di 6 dB/ottava e così il criterio di calcolo di C ed L.

Riassumendo, nel caso della suddivisione della gamma acustica in due parti, si ha: per una attenuazione di 6 dB/ottava, sono necessari un condensatore e un'induttanza; per una attenuazione di 12 dB/ottava, sono necessari due condensatori e due induttanze; per una attenuazione di 18 dB/ottava, sono necessari tre condensatori e tre induttanze.

Nel caso la banda acustica si debba dividere in tre parti, sono ovviamente necessari tre filtri che normalmente vengono posti in parallelo. Il problema può, naturalmente, essere affrontato con le teorie generali del calcolo dei filtri, calcolando un filtro passa-basso, uno passa-banda ed uno passa-alto. Si osservi però che, in generale, il problema non è così complesso in quanto le caratteristiche di filtraggio richieste
tava, è sufficiente, come già detto, il semplicissimo circuito
non sono molto severe. Un sistema di filtraggio abbastanza

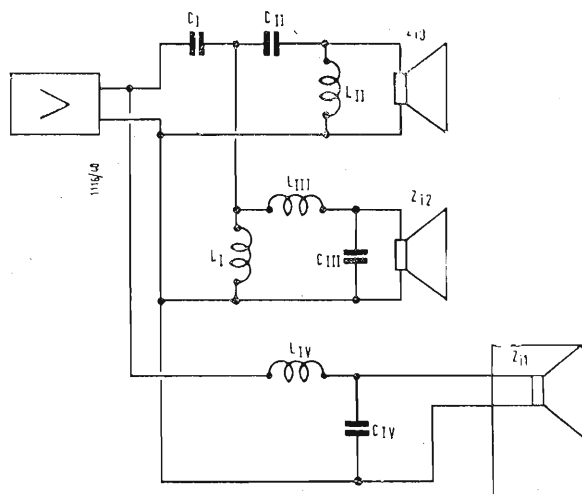



Fig. 10 - Circuito filtrante completo, atto a suddividere la banda acustica in tre parti.

semplice è riportato in figura 10. Le attenuazioni nelle vicinanze delle frequenze frontiera sono di circa 12 dB/ottava. Si osservi che la cellula ad L, costituita da $C_{II}\,L_{II}$, è un filtro passa-alto; le cellule costituite da $L_{III}\,C_{III}$ ed $L_{IV}\,C_{IV}$, sono dei filtri passa-basso; la cellula costituita da $C_I\,L_I$ è un filtro passa-alto che impedisce alle frequenze basse di arrivare all'altoparlante delle frequenze medie. Il calcolo dei vari componenti può essere fatto mediante le formule riportate per il calcolo dei condensatori e delle induttanze di figura 3. Ovviamente si avranno due frequenze frontiera e normalmente anche diversi valori di impedenze interne degli altoparlanti. Le impedenze interne degli altoparlanti siano: Z_{i1}, Z_{i2}, Z_{i3}, rispettivamente per gli altoparlanti delle frequenze basse, medie ed alte. Le frequenze frontiera

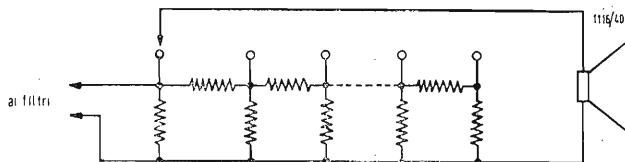



Fig. 11 - Regolazione di livello di un altoparlante mediante un attenuatore costituito da varie celle a 1, al fine d'avere un'impedenza d'ingresso e d'uscita costanti.

siano f' ed f''; valori normali per queste frequenze sono 800 Hz e 5000 Hz. Le formule atte al calcolo dei vari componenti della rete di filtri di figura 10 in funzione delle frequenze frontiera e delle impedenze interne degli altoparlanti, sono

$C_I = 1/\omega'\sqrt{2}\,Z_{i2}$; $L_I = \sqrt{2}\,Z_{i2}/\omega'$;

$C_{II} = 1/\omega''\sqrt{2}\,Z_{i3}$; $L_{II} = \sqrt{2}\,Z_{i3}/\omega''$;

$L_{III} = \sqrt{2}\,Z_{i2}/\omega''$; $C_{III} = 1/\sqrt{2}\,Z_{i2}\,\omega''$;

$L_{IV} = \sqrt{2}\,Z_{i1}/\omega'$; $C_{IV} = 1/\sqrt{2}\,Z_{i1}\,\omega'$;

dove:

ω' ed ω'' sono le pulsazioni che corrispondono ad f' ed f'', dove f' è minore di f''.

Se ad esempio si pone $f' = 800$ Hz ed $f'' = 5000$ Hz, e $Z_{i1} = Z_{i2} = Z_{i3} = 16$ ohm, le capacità e le induttanze, sopra riportate, assumono i seguenti valori:

$(\omega' = 2\pi f' = 5.000; \quad \omega'' = 2\pi f'' = 31.400)$

$$C_I = \frac{1}{5000\sqrt{2}\cdot 16} = \frac{1}{5000\cdot 22,6} \cong 8,8\ \mu F$$

$$L_I = \frac{\sqrt{2}\cdot 16}{5.000} = \frac{22,6}{5.000} \cong 4,5\ mH$$

$$C_{II} = \frac{1}{31.400\sqrt{2}\cdot 16} \cong 1,4\ \mu F$$

$$L_{II} = \frac{\sqrt{2}\cdot 16}{31.400} \cong 0,72\ mH$$

$$C_{III} = \frac{1}{31.400\cdot\sqrt{2}\cdot 16} \cong 1,4\ \mu F$$

$$L_{III} = \frac{\sqrt{2}\cdot 16}{31.400} \cong 0,72\ mH$$

$$C_{IV} = \frac{1}{5.000\cdot\sqrt{2}\cdot 16} \cong 8,8\ \mu F.$$

$$L_{IV} = \frac{\sqrt{2}\cdot 16}{5.000}\ mH \cong 4,5\ mH$$

Si osserva che al fine di facilitare i conti, le capacità e le induttanze precedentemente riportate risultano inversamente proporzionali alla frequenza frontiera corrispondente. Inoltre le capacità risultano inversamente proporzionali all'impedenza interna dell'altoparlante corrispondente ad esse,

(il testo segue a pag. 43)

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

Contatore elettronico ad uso industriale Hewlett-Packard 521(*)

Da non molti anni i contatori elettronici trovano pratiche applicazioni anche nel campo industriale. Non si tratta di contatori elettronici capaci di contar oltre 1 MHz e fino a 200 MHz o più, come quelli usati nell'elettronica nucleare, ma sono contatori aventi una capacità di conteggio fino a 100 kHz.
I contatori elettronici possono essere usati per due scopi nettamente distinti: per misurare degli intervalli di tempo, mediante conteggio di impulsi interamente generati durante l'intervallo di tempo da misurare, o per conteggiare il numero di impulsi, esternamente generati, durante noti intervalli di tempo che vengono forniti dal contatore mediante circuiti ausiliarii. Il contatore qui descritto corrisponde alla categoria dei contatori le cui caratteristiche sono più adatte per il secondo scopo di utilizzazione precedentemente accennato.

Fig. 1 - Contatore industriale Mod. 521A a quattro decadi. Si notino la regolazione della sensibilità, la scelta dell'unità di tempo durante il quale effettuare il conteggio e la regolazione del tempo di lettura.

1. - DESCRIZIONE DEL CONTATORE ELETTRONICO.

Per le misure di frequenza, il segnale, la cui frequenza è incognita, inviato all'ingresso dell'apparecchio, viene fatto passare attraverso un amplificatore « gate » o, con termine più italiano « finestra », e quindi alle unità di conteggio. L'amplificatore « finestra » viene aperto e chiuso dal circuito che genera gli intervalli di tempo, per un noto intervallo, ad esempio 1 secondo. Le unità di conteggio contano e registrano il numero di impulsi pervenuti all'apparecchio durante il periodo di 1 secondo e il totale di questi impulsi può essere letto direttamente, sul pannello frontale dell'apparecchio, in hertz, nel caso che l'intervallo di tempo sia di 1 secondo. Quando l'intervallo di tempo è invece di 1/10 di secondo il totale letto corrisponde ai decimi di hertz. Per le misure di intervalli di tempo si può usare sia la frequenza di rete che la frequenza a 10.000 Hz fornita dall'oscillatore controllato a quarzo, nel caso che questo oscillatore sia stato fornito. Una di queste due frequenze note viene inviata attraverso l'amplificatore « finestra » alle unità di conteggio. Gli impulsi elettrici o meccanici che segnano l'inizio o la fine dell'intervallo di tempo che deve essere misurato, sono quindi applicati all'apparecchio e permettono di aprire e chiudere l'amplificatore « finestra ». Le unità di conteggio contano e registrano il numero di impulsi provenienti all'apparecchio durante l'intervallo di tempo nel quale l'amplificatore « finestra » è aperto. Al fine di convertire il numero registrato dai contatori in secondi, è necessario moltiplicarlo per 1/60, se si è usata la frequenza di rete a 60 Hz, e per 1/50, se si è usata la frequenza di rete a 50 Hz, e per 1/10.000, se si è usata la frequenza dell'oscillatore controllato a quarzo.

In figura 2 è riportata una parte del pannello frontale mostrante come appaiono i numeri indicati dalle unità di conteggio elettronico, disposti da 0 a 9 a partire dal basso, la regolazione della sensibilità e la commutazione dell'intervallo di tenpo. La cifra delle unità è alla destra guardando il pannello, quella delle migliaia è all'estrema sinistra.

Il pannello completo di tutti i comandi è riportato in figura 3. Oltre ai due comandi, precedentemente descritti e riportati in figura 2, si ha la regolazione del tempo di lettura con la lampadina controllo, che si accende quando l'amplificatore « finestra » è aperto, la presa a jack per il comando dell'amplificatore « finestra », con il comando esterno, l'interruttore per comandare manualmente l'amplificatore « finestra », l'ingresso coassiale per collegamento con il segnale esterno, lo interruttore generale di rete con lam-

(*) Il contatore elettronico per uso industriale Mod. 512A/C è costruito dalla Hewlett-Packard Co., rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. M. Vianello, Milano.

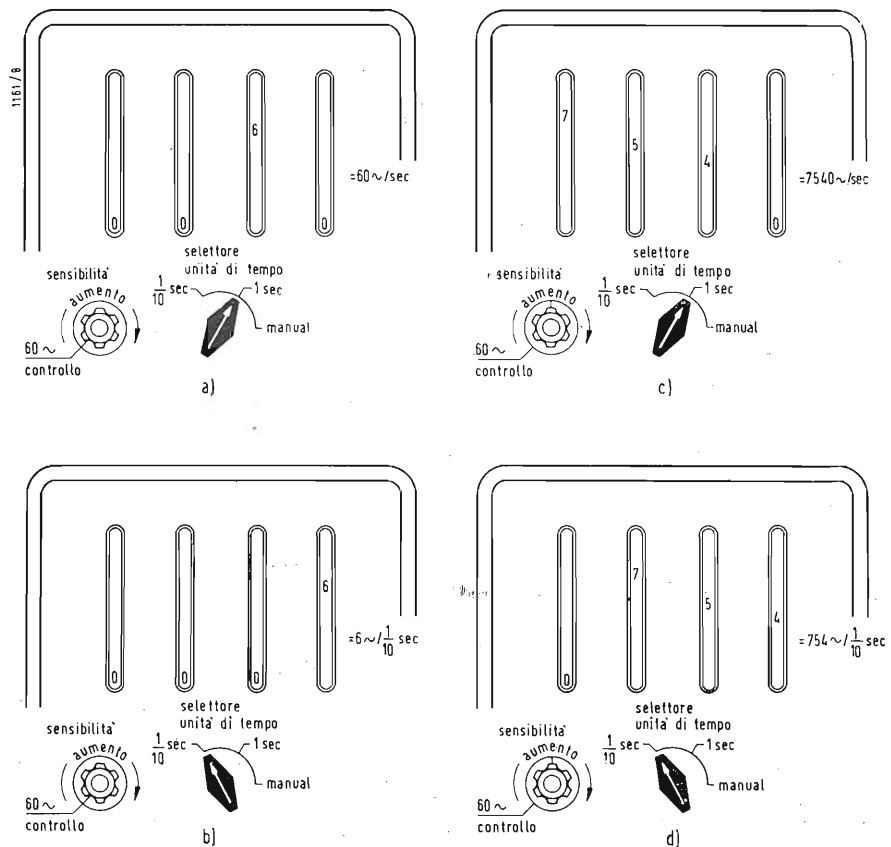



Fig. 2 - Parte del pannello frontale del contatore elettronico Mod. 521A, mostrante come appaiono i numeri indicati dalle unità di conteggio.

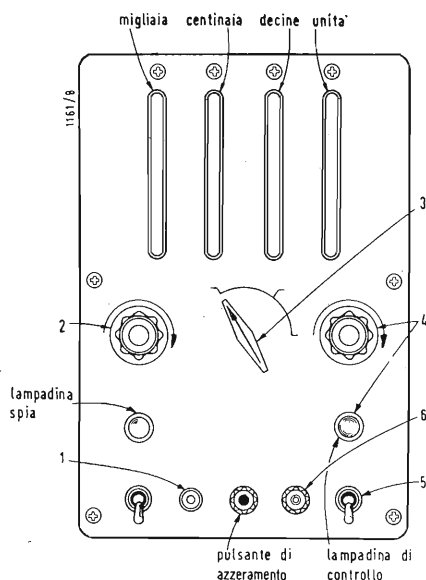



Fig. 3 - Schema del pannello frontale del Mod. 521A.
1) Ingresso: collegare a questa presa coassiale il segnale che deve essere misurato.
2) Regolazione della sensibilità: regolare in modo da ottenere un funzionamento stabile.
3) Selettore dell'unità di tempo: scegliere la unità di tempo richiesta per la misura di frequenza oppure predisporre per il funzionamento manuale.
4) Tempo di lettura: regolare per il tempo voluto al fine di avere una facile lettura.
5) Comando manuale della finestra: da usarsi per conteggio di totali e misure di intervalli di tempo.
6) Comando dall'esterno della finestra: collegare a quest'ingresso l'interruttore esterno o il relè al fine di effettuare misure di intervalli di tempo.

padina a spia e il pulsante di azzeramento manuale.

Il funzionamento dell'apparecchio può essere, in modo semplice, misurando, con la frequenza di rete o con quella controllata a quarzo, gli intervalli di tempo internamente generati. In questo modo è possibile essere sicuri che il funzionamento dell'apparecchio non è difettoso.

La regolazione del tempo di lettura permette di regolare questo da 1/10 di secondo a 15 secondi. In questo modo i contatori elettronici, contano per la durata dell'intervallo di tempo prescelto, ad esempio 1 secondo, quindi si bloccano sul totale conteggiato per il periodo di tempo fissato dalla regolazione del tempo di lettura. Alla fine del tempo di lettura predeterminato si ha un successivo intervallo di tempo durante il quale i contatori elettronici, dopo essersi azzerati automaticamente, riprendono a contare.

Il tempo di lettura può anche essere infinito e, in questo caso, il riazzeramento dei contatori si effettua normalmente premendo un apposito pulsante. Sul retro dello strumento ci è l'ingresso per la fotocellula che comprende anche il collegamento per alimentare la fotocellula.

L'oscillatore controllato a quarzo a 10.000 Hz può essere facilmente inserito o estratto dall'apparecchio. Il medesimo oscillatore comprende anche dei circuiti atti a dividere per 10, per 100, per 1000 la frequenza a 10.000 controllata a quarzo. In questo modo è possibile avere a disposizione non solo una frequenza di 10.000 Hz, ma anche frequenze di 1000 Hz, di 100 Hz e di 10 Hz.

Interessante è il modo con il quale viene effettuato in questo apparecchio la divisione per 10. Essa viene effettuata mediante un circuito così detto « fantastron ». In figura 3 è riportato lo schema elettrico di un divisore di frequenza a « fantastron », come viene usato nell'apparecchio descritto. In figura 5 sono riportati i grafici del segnale d'ingresso della tensione di placca del tubo elettronico 5915, di griglia-schermo, di catodo, di griglia 1 e di griglia 3. Regolando il potenziometro da 125.000 Ω è possibile tarare il « fantastron » in modo che la divisione sia esattamente per 10.

2. - APPLICAZIONI E TRASDUTTORI AUSILIARI.

Il contatore elettronico Mod. 521 A ha molte applicazioni industriali quando viene utilizzato con opportuni trasduttori che vengono pure forniti dalla Hewlett-Packard Co. Un unico contatore elettronico può essere impiegato con molti trasduttori ausiliari di vario tipo che possono essere posti anche lontano dal contatore elettronico. Per esempio le velocità di rotazione di alberi, in diversi punti di un impianto o di un sistema, possono essere esattamente misurati in un punto centrale, impiegando un solo apparecchio contatore elettronico. L'installazione richiede solo

che gli adatti trasduttori ausiliari siano: collegati a ciascun albero la cui velocità di rotazione deve essere misurata e che i trasduttori stessi siano collegati a un commutatore a sua volta

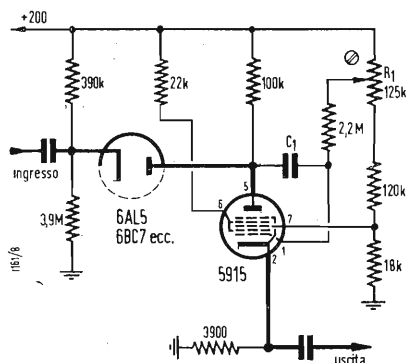



Fig. 4 - Schema completo di un circuito divisore di frequenza a « fantastron ».

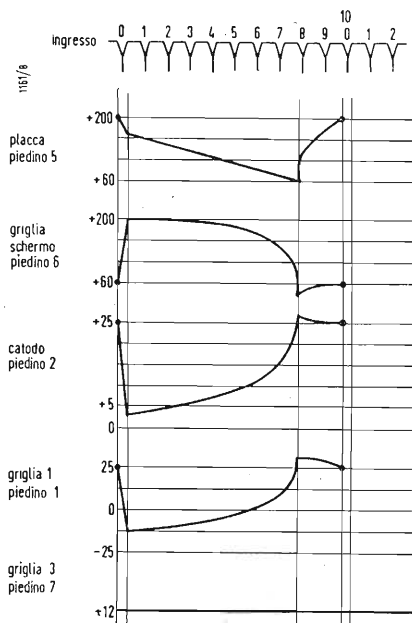



Fig. 5 - Grafici delle tensioni agli elettrodi del tubo elettronico 5915 del circuito elettrico di figura 4.

collegato con il contatore elettronico.

La velocità di ciascun albero, nel sistema, può essere misurata una per volta, semplicemente commutando il commutatore. Le commutazioni possono essere rapidissime, essendo solo necessario interporre il tempo di lettura. Uno di questi trasduttori può essere, ad esempio, un generatore tachimetrico, vale a dire un trasduttore che trasformi le rotazioni dell'albero in una oscillazione avente frequenza pari o multipla della velocità di rotazione dell'albero. Ad esempio si può utilizzare per questo scopo un trasduttore basato sul principio della riluttanza magnetica variabile. In questo tipo di trasduttore non si hanno spazzole, nè contatti striscianti e quindi le misure non sono affette da errori e non si hanno oscillazioni transitorie dovute ad eventuali cattivi contatti delle spazzole.

Al fine di conoscere non solo la velocità di rotazione di un albero, ma anche l'esatta posizione, angolare nella quale l'albero si è fermato dopo un certo numero di giri, oppure la velocità di rotazione espressa anche in frazioni di angolo, sono stati realizzati dei trasduttori ausiliari che producono oscillazioni aventi frequenza pari anche a 100 volte la velocità di rotazione dell'albero.

La gamma di velocità utile, ad esempio, per il generatore tachimetrico Modello 508 A, va approssimativamente da 15 periodi a 4.000 periodi. In conseguenza questo generatore tachimetrico può essere usato per tutte le velocità degli alberi che si verificano normalmente.

La tensione d'uscita di questi trasduttori aumenta quasi linearmente da 5 periodi a 5000 periodi, da un minimo di circa 100 mV, valore efficace, ad un massimo di circa 100 V, valore efficace. La relazione lineare esistente fra la tensione d'uscita e la velocità in giri al minuto, permette di utilizzare il generatore tachimetrico, ora descritto, per un'altra interessante applicazione. Infatti, data la relazione lineare fra la velocità e la tensione, è possibile la osservazione oscillografica delle variazioni di velocità dell'albero, in funzione del tempo, causate ad esempio dalla azione di freni, frizioni od altri componenti meccanici. Per questa applicazione, si colleghi l'uscita del generatore tachimetrico alle placche di deflessione verticale di un oscillografo, mentre la deflessione orizzontale può essere controllata da una base di tempi prelevata dal contatore elettronico. Poichè i dati che appaiono sullo schermo di un oscilloscopio non sono, per la loro natura, persistenti, è necessario effettuare una registrazione fotografica. Vibrazioni dovute a sforzi di tensione, oscillazioni ricche di armoniche e l'azione di movimenti intermittenti vengono presentati come variazioni nell'altezza della traccia dell'oscillografo.

Al fine di passare dalla velocità di rotazione di un albero ad una successione di impulsi aventi frequenza pari alla velocità di rotazione, è possibile usare anche dei pickup fotoelettrici. Questi pickup hanno 3 vantaggi: possono essere impiegati entro una gamma di velocità molto vasta, la loro installazione è molto semplice e non caricano assolutamente il sistema in studio. Il carico offerto dal trasduttore tachimetrico, precedentemente descritto, è molto piccolo ma in determinate condizioni può anche non essere trascurabile. La Hewlett-Packard Co. ha così realizzato il trasduttore Mod. 506 A costituito da un pickup tachimetrico basato sul principio fotoelettrico. Mediante questo modello è possibile misurare velocità di rotazione variabili da un minimo di 300 giri al minuto ad un massimo di 300.000 giri al minuto, corrispondenti rispettivamente a 5 giri al secondo e a 5000 giri al secondo. Il pickup tachimetrico illumina una parte mobile che deve essere rivestita con strisce alternativamente riflettenti e assorbenti, per quanto riguarda la luce. La luce riflessa dalla parte mobile viene raccolta da una fotocellula e gli impulsi elettrici che si hanno in corrispondenza delle variazioni di intensità della luce riflessa, vengono inviati al contatore elettronico. Al fine di ottenere ottimi risultati, l'area delle superfici riflettenti e assorbenti dovrebbe essere approssimativamente di 19 mm. Questo significa che l'albero, la cui velocità deve essere misurata, dovrebbe avere almeno un diametro di 12,7 mm.

La velocità di alberi aventi un diametro più piccolo possono essere misurate montando un manicotto di diametro maggiore di quello dell'albero oppure montando delle superfici riflettenti ed assorbenti formanti fra loro angoli di 90° rispetto al piano dell'albero. Superfici come queste possono anche essere usate per aumentare la capacità di risoluzione del dispositivo quando si

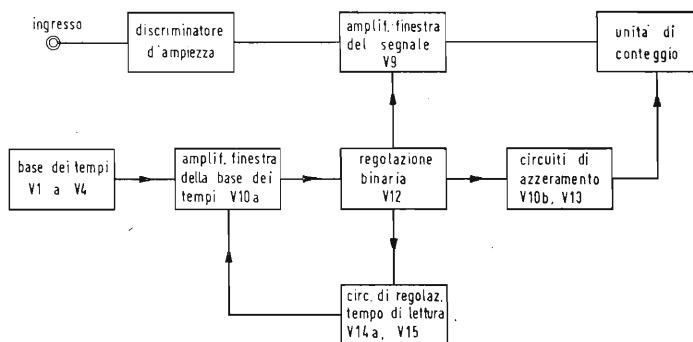



Fig. 6 - Schema a blocchi mostrante i circuiti elettronici base del contatore elettronico Modello 521A/C. Lo schema a blocchi mostra i circuiti principali come essi vengono usati per la misura delle frequenze. Lo scopo di ciascun circuito viene descritto nel testo.

devono misurare velocità molto basse, in modo che le superfici multiple assorbenti e riflettenti producano un grande numero di impulsi per ogni giro dell'albero. Naturalmente, in questo caso, è necessario applicare un fattore di divisione alla lettura ottenuta dai contatori elettronici. Il pickup tachimetrico Mod. 506 A è costituito da un paio di tubi uno dei quali contiene una sorgente di luce incandescente mentre l'altro contiene una fotocellula tipo IP41. Ambedue i tubi sono forniti di lenti a condensatore e sono orientati in modo che il fuoco viene ottenuto a una distanza variabile da 75 mm a 150 mm dalle superfici riflettenti. La sorgente luminosa e la fotocellula sono montati su un sostegno regolabile al fine di poter realizzare il migliore centramento

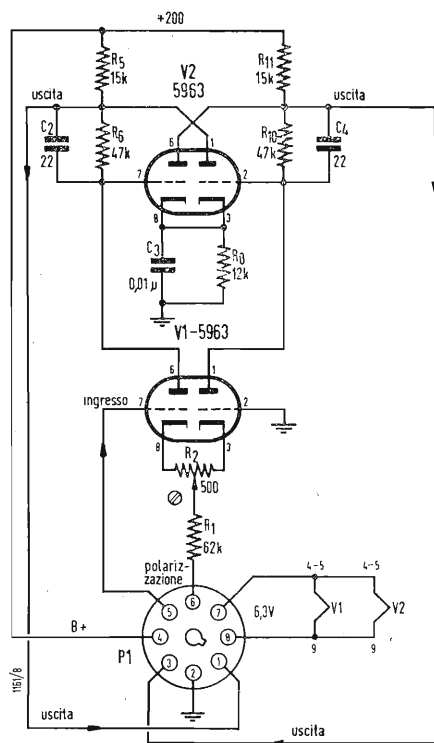



Fig. 7 - Circuito del discriminatore d'ampiezza che viene montato in una unità separata e che viene inserito con una spina multipla in una presa ad otto contatti, come ben visibile dallo schema.

sia per quanto riguarda la sorgente di luce che la fotocellula. La base di questo sostegno contiene un trasformatore che fornisce ai suoi morsetti secondari l'esatta tensione per il funzionamento della lampada ad incandescenza. Il fototubo richiede una tensione di polarizzazione variabile da + 70 a + 90 V. Questa tensione viene fornita direttamente dal contatore elettronico Hewlett-Packard, Mod. 521.

Il contatore elettronico Mod. 521 A può anche essere usato per contare gli impulsi elettrici generati da un dispositivo costituito da un pickup magnetico sensibile al passaggio di ingranaggi calettati su un albero o di opportuni materiali magnetici (acciaio) che siano calettati sull'albero ruotante. Pickup magnetici di questo tipo consistono in un nucleo di materiale con una magnetizzazione permanente attorno al quale viene avvolta una bobina. Il materiale magnetico quando passa vicino al pickup produce una tensione magnetica alternativa indotta nella bobina. La frequenza di questa tensione alternativa, che è proporzionale alla velocità, può essere misurata dal contatore elettronico. Trasduttori di questo tipo sono molto piccoli, per quanto riguarda le dimensioni, e sufficientemente sensibili, specialmente a velocità elevate, e sono utilizzabili in quei casi nei quali non possono essere utilizzati i generatori tachimetrici o pickup fotoelettrici, precedentemente descritti.

Mediante il contatore elettronico Modello 521 A è possibile anche effettuare misure di tensione meccanica o di qualsiasi altra grandezza che possa produrre la variazione della tensione meccanica di un filo opportunamente montato. Il trasduttore costituito da questo filo viene realizzato dalla ditta americana Byron and Jackson e viene denominato « vibrotron ». Il « vibratron » è fondamentalmente costituito da un filo sottile assoggettato ad una tensione meccanica e vibrante alla sua frequenza naturale. Una estremità del filo viene collegata al diaframma sul quale agisce anche la pressione che deve essere misurata. Il movimento del diaframma, prodotto da una variazione di pressione, cambia la frequenza naturale del filo e il nuovo valore di questa corrispondente alla nuova pressione. Il movimento totale del diaframma è limitato a 1/10 di mm. Piccoli magneti permanenti producono un campo magnetico nel quale il filo vibra, producendo una tensione elettrica alternativa avente la frequenza di vibrazione del filo agli estremi del filo stesso. Questa tensione viene amplificata da un amplificatore, e una parte di essa viene ritornata al filo al fine di mantenerlo in vibrazione. La frequenza all'uscita del « vibratron », che è proporzionale alla pressione da misurare, può essere conteggiata dal contatore elettronico Mod. 521 A ed il totale conteggiato può essere, mediante un opportuno fattore di moltiplicazione, tradotto nell'unità di pressione voluta.

Mediante il contatore elettronico Modello 521 A è possibile anche effettuare accurate misure sia della portata di condotti che del flusso totale che attraversa la sezione di un condotto. Al fine di effettuare queste misure, è necessario un trasduttore che genera una frequenza elettrica proporzionale alla portata. Per misurare il flusso totale, il contatore elettronico viene usato come un totalizzatore e conteggia il nomero totale di cicli generati dal trasduttore. Per misurare la portata, il contatore elettronico misura la frequenza della tensione alternativa gegerata dal trasduttore. In ambedue i casi, il numero letto sui contatori elettronici deve essere moltiplicato per un opportuno fattore variabile a seconda del tipo di condotto e trasduttore impiegati. Un trasduttore per le misure di portata viene costruito dalla Potter Aeronautical Corp. e può essere fornito in molte dimensioni e tipi di materiale. Il trasduttore è costituito da una custodia contenente un rotore, sul tipo di quello delle turbine. Nell'interno del corpo del rotore ci è un piccolo magnete permanente. La custodia del trasduttore è progettata in modo tale da essere direttamente inserita nelle tubazioni nelle quali il flusso e la portata devono essere misurati.

Il contatore elettronico Mod. 521 A può essere impiegato per la misura del rendimento di un motore, vale a dire per la misura continuativa del numero di giri fatto dal motore per un determinato quantitativo di combustibile ad esso fornito. In un sistema di questo genere, il dispositivo che misura il flusso di combustibile, viene collegato con l'amplificatore «finestra». Questo amplificatore rimane aperto durante l'intervallo di tempo, durante il quale il motore assorbe un determinato quantitativo di combustibile. Indi si ha il tempo di lettura e quindi l'amplificatore finestra si apre nuovamente per un altro intervallo di tempo e così via. Quando l'amplificatore finestra è aperto, i contatori elettronici effettuano il conteggio del numero di giri effettuato dal motore. Il rapporto risultante (giri per unità di combustibile) viene utilizzato per calcolare il rendimento del motore.

3 .- FUNZIONAMENTO DEL CONTATORE ELETTRONICO.

Il contatore elettronico Mod. 521A/C è costituito dai circuiti base mostrati nello schema a blocchi di figura 6. Lo schema a blocchi mostra i circuiti principali come essi vengono usati per la misura delle frequenze. Lo scopo di ciascun circuito principale viene qui sotto descritto.

a) Il segnale, collegato con l'ingresso, viene inviato attraverso la regolazione della sensibilità al discriminatore d'ampiezza. La parte essenziale del segnale d'ingresso, quella che ne determina la frequenza, passa attraverso il discriminatore d'ampiezza senza subire alterazioni; la tensione di uscita dal discriminatore è costituita da un impulso con elevato tempo di salita e d'ampiezza costante, esattamente come richiesto per un perfetto funzionamento dei contatori elettronici.

b) Il segnale, che deve essere conteggiato, passa, quindi, attraverso lo

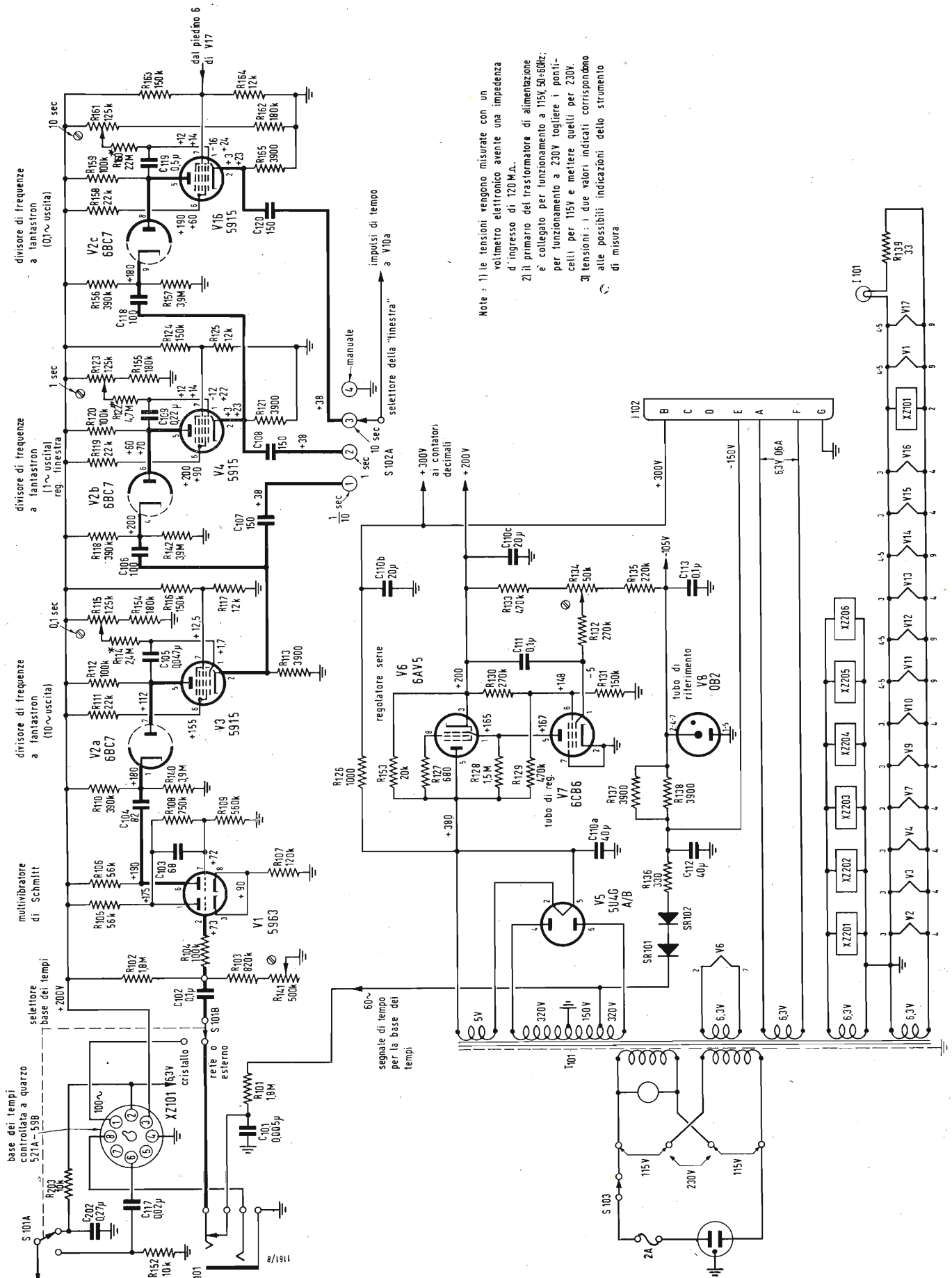



Fig. 8 - Circuito completo dell'alimentazione e della base dei tempi del contatore elettronico industriale Mod. 521C.

amplificatore finestra V_9 e viene inviato ai contatori. Come già precedentemente detto, l'amplificatore finestra funziona come una valvola per quanto riguarda il segnale d'ingresso. Le condizioni di funzionamento sono due, o il segnale d'ingresso viene completamente bloccato, o viene inviato ai contatori.

c) I contatori elettronici sono costituiti da quattro unità decimali di conteggio identiche, montate su te-

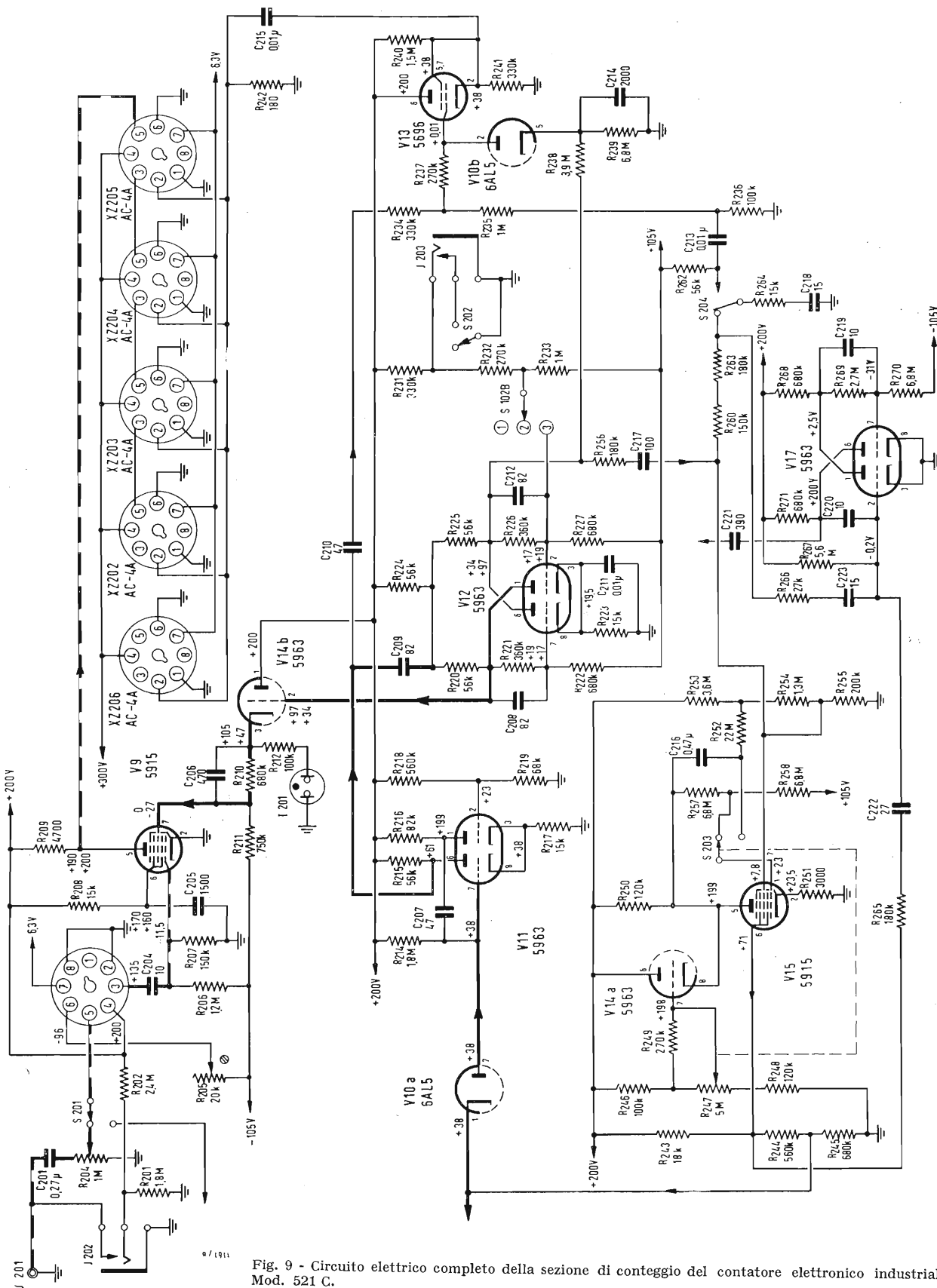



Fig. 9 - Circuito elettrico completo della sezione di conteggio del contatore elettronico industriale Mod. 521 C.

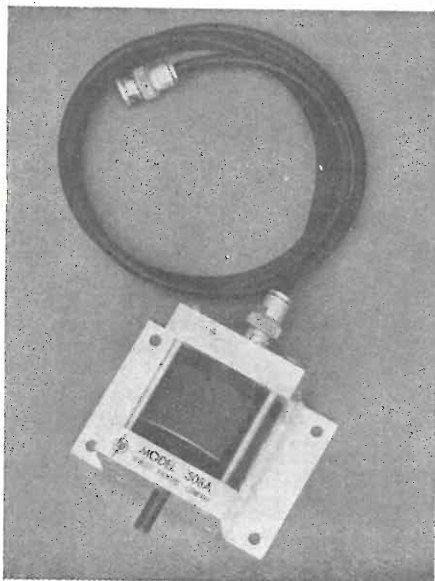



Fig. 10 - Generatore tachimetrico Mod. 508 A con campo di funzionamento tra 15 e 4000 periodi. Può essere impiegato, in unione al contatore elettronico qui descritto, per la misura della velocità di rotazione di alberi.

Fig. 11 - Pickup tachimetrico ottico Mod. 506 A, progettato per misure della velocità di rotazione di alberi in unione al contatore elettronico Mod. 512 A/C.

laietti separati e facilmente estraibili. L'uscita di ciascun contatore è collegata con l'ingresso del successivo. Al fine di azzerare i contatori un segnale separato viene applicato al circuito di azzeramento di ciascuna unità decimale di conteggio sia automaticamente che mediante il pulsante di azzeramento.

d) La sezione, così detta, base dei tempi, genera dei segnali esattamente regolati, i quali aprono e chiudono l'amplificatore finestra V_9 durante le misure di frequenza. Questo è il circuito che genera gli intervalli di tempo di 0,1 sec, 1 sec, o 10 sec. Questa sezione del circuito deve essere comandata o da un oscillatore esterno, o dalla frequenza di rete, o dall'oscillatore stabilizzato a quarzo, nel caso che l'apparecchio sia dotato di questo oscillatore.

e) L'amplificatore finestra della base dei tempi V_{10} A impedisce al segnale che fornisce gli intervalli di tempo, di comandare i circuiti di controllo V_{12} dell'amplificatore finestra V_9 durante il tempo di lettura. Quando il tempo di lettura è terminato questo amplificatore finestra si apre e i segnali che forniscono gli intervalli di tempo possono nuovamente agire sui circuiti di controllo dell'amplificatore finestra V_9.

f) Il circuito V_{12}, denominato «regolazione binaria» [1], genera il segnale che apre e chiude l'amplificatore finestra. Quando il circuito V_{12} riceve il segnale di partenza dal circuito base dei tempi, applica una tensione positiva all'amplificatore finestra e lo apre. La tensione positiva rimane fino a quando la «regolazione binaria» riceve il segnale di blocco. Contemporaneamente una tensione negativa viene applicata all'amplificatore finestra e questo si chiude.

g) Il circuito tempo di lettura è quello che determina la durata dello intervallo di tempo durante il quale i contatori rimangono bloccati, alla fine di ogni conteggio, per permettere la lettura di essi. Questo viene realizzato impedendo il passaggio dei segnali provenienti dal circuito base dei tempi, vale a dire dei segnali che forniscono gli intervalli di tempo, per un periodo di tempo stabilito dalla regolazione del tempo di lettura.

h) I circuiti di azzeramento automaticamente applicano un segnale a ciascuna unità decimale di conteggio al fine di portare il conteggio a zero immediatamente prima che si inizi un nuovo conteggio.

In figura 7 è riportato lo schema elettrico completo del discriminatore di ampiezza che viene montato in una unità separata e che viene inserito con una spina multipla in una presa ad otto contatti, come ben visibile dal disegno.

In figura 8 è riportato lo schema elettrico completo della alimentazione stabilizzata elettronicamente e dal multivibratore monostabile, detto anche «trigger di Schmitt», seguito da tre divisori di frequenza costituiti da circuiti a fantastron.

4. - RIASSUNTO DELLE CARATTERISTICHE PRINCIPALI.

Capacità di conteggio:
da 1 a 120.000 impulsi al secondo
Numeratori:
Mod 521 A, 4 cifre; la capacità totale del conteggio è 9999; si azzera all'arrivo del decimillesimo impulso.
Mod 521 C, 5 cifre; la totale capacità di conteggio è di 99.999; si azzera all'arrivo del centomillesimo impulso.
Risoluzione:
affinchè 2 impulsi vengano contati separatamente è necessario che siano separati da un intervallo di tempo di almeno 8,3 microsecondi.
Precisione:
± 1 unità del contatore e ± la precisione della frequenza usata (approssimativamente ± 0,1% quando viene impiegata la frequenza di rete e ± 0,01% quando viene usata una frequenza controllata a quarzo) [2].
Tensione d'ingresso:
da un minimo di 200 mV ad un massimo di 200 V, valore efficace. Per gli impulsi è necessario 1 V d'ampiezza per la cresta positiva.
Forma d'onda all'ingresso:
deve avere una velocità di salita di almeno 0,2 V al secondo.
Impedenza d'ingresso:
1 MΩ con in parallelo 50 pF; 0,5 MΩ alla presa jack per la cellula fotoelettrica.
Intervallo di tempo internamente generati.
mod. 521 A: 1/10 e 1 secondo;
mod. 521 C: 1 e 10 secondi.
Tempo di lettura:
regolabile con continuità da 1/10 di secondo a 15 secondi; inoltre può anche essere infinito.
Alimentazione:
115 ÷ 230 V, 50 ÷ 60 Hz, 185 W.
Dimensioni:
tipo da tavolo: larghezza 25 cm, altezza 39 cm, profondità 36 cm.
Montaggio rack standard, larghezza

(1) L'inglese «control binary» è stato qui tradotto con «regolazione binaria». Si tratta di un circuito molto semplice, certamente noto a molti lettori. Si tratta, con termine più tecnico, di un multivibratore bistabile, avente cioè due configurazioni stabili.

(2) Si osservi che la frequenza delle reti americane è precisa al ± 0,1%, almeno in molte zone; per l'Italia ed altri paesi europei, date le variazioni notevoli che si hanno nelle frequenze di rete, con il variare del carico, non è possibile fare affidamento sulla stabilità della frequenza di rete.

48,2 cm, altezza 22 cm, profondità 36 cm.

Gamma di misura:
frequenza: da 1 Hz a 120.000 Hz;
intervallo di tempo: dipende dalla frequenza che viene conteggiata. *A*

L'industria radiotecnica nella Repubblica Popolare Cinese

Dal fascicolo di giugno 1958 della rivista polacca *Radioamator* (p. 2) si apprende che nell'ottobre 1957 nei pressi di Pekino è stato inaugurato un grande complesso industriale per la produzione di ogni materiale radio. Esso segue ad un altro, precedentemente costruito dall'URSS per la costruzione dei tubi elettronici e di altri materiali teletecnici. Il Complesso nuovo è stato progettato, costruito e allestito di tutto il macchinario e attrezzature indispensabili, dai tecnici della Repubblica Democratica Tedesca. In tal modo la Repubblica Popolare Cinese si è resa indipendente dalle importazioni di materiale radio e teletecnico.

Si tratta di una cittadina industriale nella quale trovano impiego ben 8.000 lavoratori, nei suoi 74 stabilimenti indipendenti, distribuiti in tre gruppi seguenti:

— stabilimenti di meccanica di precisione, cioè per la produzione di strumenti di misura, dei condensatori variabili, degli altoparlanti e delle membrane, dei microfoni, delle termocoppie, dei trasformatori di precisione, dei cuscinetti per gli strumenti, delle varie parti stampate;

— stabilimenti di produzione delle parti staccate minori come: condensatori fissi vari, nastro d'alluminio per gli elettrolitici, resistenze, potenziometri, raddrizzatori al selenio;

— stabilimenti per la produzione della ceramica per alte frequenze, condensatori relativi, polvere di ferro, nuclei ferromagnetici, magneti.

Ogni stabilimento dispone di un laboratorio proprio, per le prove inerenti al controllo della produzione. Un laboratorio centrale indipendente è dedicato allo studio dei problemi posti dalle esigenze della produzione dell'intero Complesso.

Il Complesso viene integrato da una centrale elettrica, una officina di gas e da una serie di costruzioni edili, nelle quali trova alloggio il personale addetto agli stabilimenti.

La progettazione dell'insieme risale al 1953, l'inizio della costruzione al 1954. L'inaugurazione avvenne, come abbiamo già detto, alla fine del 1957. Dell'importanza degli investimenti relativi danno l'idea anche i seguenti numeri:

4.000 macchine lavoratrici; 5.800 impianti di misura; 35.000 attrezzi ed utensili speciali; 100.000 utensili varii. *(O. Cz.)*

In funzione in Germania un reattore americano per ricerche.

È entrato in funzione nei dintorni di questa città, a Geesthacht, il reattore costruito dalla Babcock & Wilcox Company americana per conto della Società germanica per l'utilizzazione dell'Energia Nucleare nella Costruzione di Navi e nella Navigazione.

Il reattore, del tipo a piscina, sviluppa una potenza termica di 5.000 kW, elevabile a 12.000 kW ed è alimentato con uranio arricchito con il 20% dell'isotopo 235. *(u. s.)*

Realizzazione del prototipo di reattore raffreddato a gas.

Alla gara di appalto indetta recentemente dalla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) per la progettazione e la costruzione del primo impianto elettronucleare statunitense alimentato con un reattore di potenza raffreddato a gas e moderato a grafite, ha risposto nei termini prescritti un gruppo elettrocommerciale che comprende 53 aziende, lo High Temperature Reactor Development Associates (HTRDA).

La proprietà e la gestione della centrale saranno affidate ad una delle aziende dell'HTRDA, la Philadelphia Electric Company, che si è impegnata a finanziare l'impresa con stanziamenti di importo equivalente a quello di una centrale elettrica ordinaria della stessa potenza. Le altre aziende copriranno la differenza del costo, in cambio dell'esperienza pratica acquisita durante le diverse fasi del progetto.

La sezione nucleare della centrale, che avrà una potenza elettrica installata iniziale di 30.000 kW e finale di 40.000 kW, verrà progettata e costruita dalla General Atomic Division della General Dynamics Corporation. Gli apparati turbogeneratori e la sezione per la produzione di elettricità della centrale verranno costruiti dalla Westinghouse Electric Corporation. La supervisione dei lavori di costruzione è stata affidata alla Bechtel Corporation.

Il costo complessivo dell'impianto è stato valutato in sede di preventivo a 24.500.000 dollari (circa 15.312 milioni e mezzo di lire). Alla copertura del costo della centrale provvederà la Philadelphia Electric Company, sino alla concorrenza di 8 milioni di dollari (5 miliardi di lire) e, per il resto, lo HTRDA.

Il reattore sarà probabilmente raffreddato con elio, moderato con grafite e alimentato da una miscela solida omogenea di carburo di uranio arricchito e di carburo di torio contenuta in cilindri di grafite.

Con il primo nucleo, che dovrebbe permettere la produzione di 30.000 kW di elettricità, il vapore sviluppato dalla fissione avrà una temperatura di 454 °C ed una pressione di 59,7 kg/cm². Con il secondo nucleo, il vapore avrà una temperatura di 538 °C e una pressione di 102 kg/cm². La temperatura dell'elio in entrata sarà di 350 °C e in uscita di oltre 700 °C. La durata degli elementi combustibili, ad un fattore di carico dell'80% sarà di almeno tre anni.

L'elio, adoperato nel reattore al posto dell'anidride carbonica come refrigerante, consentirà una temperatura di esercizio più elevata di quella dei reattori inglesi tipo Calder Hall, grazie alle sue eccezionali caratteristiche di inerzia chimica. *(u. s.)*

Riconosciuta da 250 università americane la frequenza al corso TV di fisica nucleare trasmesso dalla NBC.

La U.S. Steel Corp., una delle maggiori industrie siderurgiche americane che insieme ad altri gruppi industriali ed educativi ha promosso l'iniziativa, ha annunciato che oltre 250 tra università ed istituti superiori hanno riconosciuto sino ad oggi la frequenza ai corsi di fisica dell'era atomica, trasmessi, a partire da ottobre, dalla National Broadcasting Company (NBC) sulla rete televisiva nazionale.

Secondo le valutazioni più attendibili, circa 7.000 tra docenti di materie scientifiche e laureandi hanno richiesto alle Università di appartenenza il riconoscimento della frequenza ai corsi televisivi che vengono tenuti per cinque giorni settimanali con lezioni di mezz'ora al giorno. I corsi, seguiti per lo più in casa durante le ore di riposo, debbono essere integrati dallo studio di appositi testi distribuiti dalle università e da riunioni di circa due ore settimanali tenute presso gli istituti che aderiscono all'iniziativa. Al termine del primo semestre, le scuole si accerteranno per mezzo di interrogazioni del grado di preparazione acquisito durante la frequenza del corso.

I promotori dell'interessante esperimento educativo prevedono che la seconda parte del corso, che avrà inizio a primavera e verterà su materie più complesse, richiamerà un numero superiore di iscritti in tutto il paese.

Al finanziamento del primo corso, che avrà termine a giugno, hanno contribuito l'American Telephone & Telegraph Co., l'International Business Machines Corp., la General Foods, la Pittsburgh Plate Glass Co., la Standard Oil of California e la U.S. Steel Corp., oltre alla Fondazione Ford, all'Associazione Americana Universitaria per l'Educazione degli Insegnanti (AACTE) e al Fondo per il Progresso dell'Educazione (FAE). La National Broadcasting Company si è riservato il compito di allestire i programmi e di diffonderli in tutto il paese sulla sua vasta rete televisiva. *(u. s.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Lampeggiatore elettronico per foto(*)

Dopo una lunga nota introduttiva relativa al funzionamento e all'impiego delle lampade per lampeggiatori, alle questioni energetiche (energia immagazzinata e durata del lampo), ai problemi relativi all'alimentazione di un lampeggiatore elettronico per fotografia, l'A. descrive un circuito realizzato sperimentalmente con materiale facilmente reperibile e con alimentazione a vibratore.

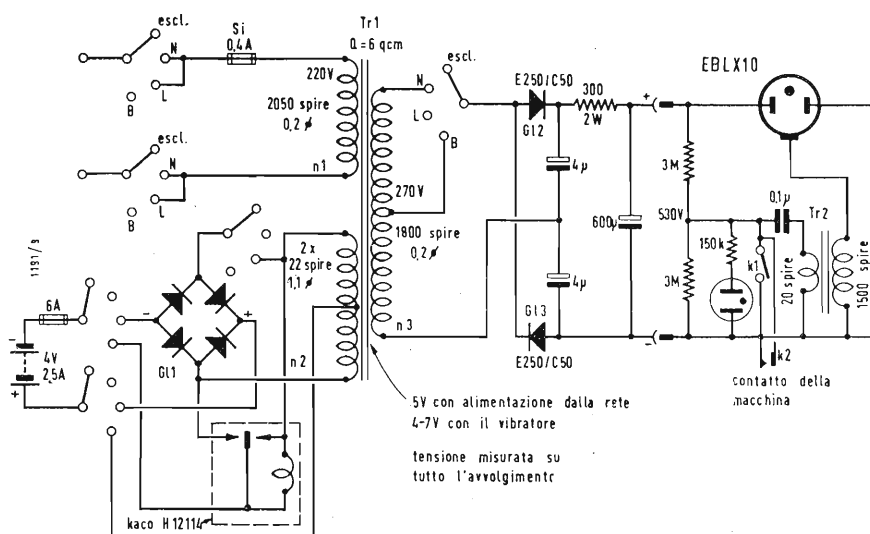



Fig. 2 - Circuito del lampeggiatore EL581. Il funzionamento del lampeggiatore per le diverse posizione del commutatore principale è illustrato nel testo (pag. 22). Esiste la possibilità di ricaricare la batteria tramite il raddrizzatore a bassa tensione Gl_1.

Fig. 1 - Lampeggiatore EL 581 montato in una grossa borsa che ha anche il posto per la macchina fotografica.

1. - LA LAMPADA PER LAMPEGGIO E' UN DIODO A CATODO FREDDO.

La lampada per lampeggio appartiene alla famiglia dei diodi che comprende due gruppi di valvole: i diodi a vuoto con catodo caldo e i diodi a gas con catodo freddo.

Tutti conoscono i diodi a vuoto con catodo caldo, un sottotipo è costituito dai diodi che lavorano sempre in condizioni di saturazione e nei quali la corrente dipende dalla tensione del filamento. I diodi a vuoto sono unidirezionali: la corrente passa solo nel senso placca-catodo.

I tipi di diodi a gas sono molto più numerosi. Essi sono sostanzialmente le vecchie e ben note lampade glimm.

I diodi a catodo freddo sono costituiti da un'ampolla di vetro riempita di gas e provvista di due elettrodi. Nelle *lampade glimm* di segnalazione si utilizza solo l'effetto luminoso. La corrente e la luminosità dipendono dalla tensione di alimentazione. Si deve preinserire sempre una resistenza, perchè il diodo oltre una certa tensione è un vero e proprio cortocircuito e, se la corrente non viene limitata, si deposita rapidamente uno strato metallico sulle pareti interne del globo e la lampada si esaurisce.

Le lampade glimm non hanno praticamente nessun effetto raddrizzante, invertendo la polarità si ha solo una variazione dell'effetto luminoso.

Anche i noti *stabilizzatori* sono dei diodi a gas, parenti stretti ma migliori delle lampade glimm. Essi pure hanno bisogno della resistenza di preinserzione, tuttavia il fenomeno utilizzato non è la luminosità bensì la costanza della tensione di scarica. La corrente che passa attraverso lo stabilizzatore dipende in ogni caso dalla tensione di alimentazione, dalla resistenza di preinserzione e dalla corrente assorbita dal carico. La corrente richiesta dal circuito non passa più attraverso il diodo.

(*) LIMANN, O., Elektronenblitzgerät EL 581 *Funkschau*, settembre 1958, 18, pag. 241.

Elementi necessari per la costruzione del lampeggiatore elettronico.

1 trasformatore universale 220 V/250 V/4 V (dati in fig. 2).
1 accumulatore 4 V, 3 A ora, tipo 2BL2 della Sonnenschein;
1 vibratore tipo Kaco H 121/4 della Kupfer-Asbest Co;
1 raddrizzatore (Gl_1) 20 V, 0,5 A;
1 raddrizzatore piatto (Gl_2, Gl_3) tipo E250 C50 della Siemens.
1 commutatore a 6 vie e 4 posizioni in due piani;
2 condensatori elettrolitici 4 μF 350/385 V della Valvo;
1 resistenza 300 Ω, 2 W della Dralowid;
1 condensatore da 600 μF (500/550 V della Wego;
1 zoccolo Octal;
2 partofusibili e due fusibili da 0,4 e 6 A;
1 presa e spina a due poli;
1 cassetta di lamiera (fig. 5);
1 tavoletta di bachelite 190 × 80 × 4
1 piastra di chiusura incisa;
Materiale minuto vario.

Lampeggiatore elettronico
1 lampada EBLX10 della Bader;
1 riflettore con impugnatura (trasformazione di un lampeggiatore Agfa);
1 trasformatore di accensione EL571/*Tr* 2 della Aco;
1 condensatore di accensione 0,1 μF 250/750 V;
1 contatto di prova (K_1 della fig. 2);
1 lampada glimm tipo ER 16-01 della Vacuumtechnik;
2 resistenze 3 MΩ, 0,25 W;
1 resistenza 150 kΩ, 0,25 W;
1 cavo di sincronizzazione;
1 cavo a due poli con spina.

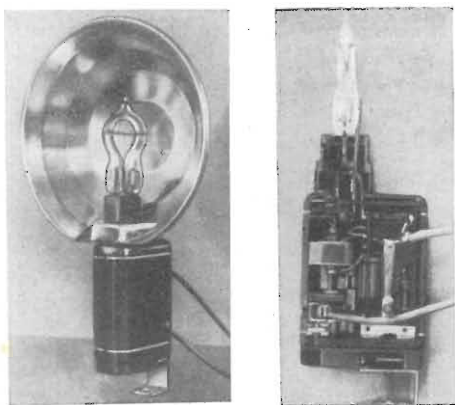



Fig. 3 - Lampeggiatore costruito con un apparato Agfa per lampade a vuoto.

Fig. 4 - Montaggio interno del lampeggiatore. Si tolgono i particolari montati prima e si monta al loro posto: a destra la bobina di accensione e a sinistra una piastrina di bachelite con le altre parti. La lampada di segnalazione si trova al di sotto della piastrina e si può osservare attraverso un foro dell'impugnatura.

Possono considerarsi diodi a catodo freddo anche le *lampade a luminescenza*. Anche esse abbisognano come le lampade glimm di una determinata tensione di accensione. Per poter variare la corrente e quindi la luminosità è necessario variare la tensione di alimentazione regolando elettronicamente la durata di passaggio ad ogni ciclo. Anche negli altri tre tipi di diodi a catodo freddo si hanno dei sistemi di regolazione particolari. Nelle *fotocellule* la corrente viene regolata dalla quantità di luce che colpisce il catodo. Le cellule fotoelettriche hanno un effetto raddrizzante, invertendo la tensione la corrente non passa più, perchè l'anodo non è preparato e non emette elettroni.

Anche il *contatore di Geiger Muller* è un diodo a catodo freddo ed in esso la corrente è innescata da particelle radioattive che colpiscono la valvola. Si potrebbe parlare di una regolazione ad impulsi.

Ed infine anche nelle *lampade per lampeggio* si ha una regolazione ad impulsi. Infatti per ionizzare il gas e innescare la corrente si utilizza un impulso ad alta tensione. In tutti gli altri diodi si preinserisce una resistenza, invece in queste lampade si utilizza volutamente il cortocircuito costituito dallo strato di gas ionizzato. Infatti come sorgente di alimentazione si utilizza un grosso condensatore carico applicato direttamente senza alcuna resistenza in serie. La corrente assume allora l'andamento di una scarica e l'energia elettrica accumulata nel condensatore si trasforma in luce.

Si tratta quindi di una lampada glimm applicata direttamente alla tensione, essa però non si esaurisce dopo alcune scariche ma può funzionare per 20000-30000 volte prima di annerirsi.

2. - LA POTENZA DEL LAMPO.

L'energia immagazzinata nel condensatore vale:

$$W_e = \frac{1}{2} C V^2$$

dove C è la capacità in farad e V è la tensione in volt.

L'unità di misura dell'energia vale quindi volt-amper-secondo (VAs) o watt-secondo. Questa energia si trasforma in energia luminosa nella lampada quindi essa rappresenta una misura della potenza del lampo. Però essa non è molto utile per gli scopi fotografici.

La durata del lampo non ha molta importanza perchè l'emulsione ha la proprietà di accumulare le impressioni. Quindi un lavoro di 50 Ws che si compie in 1/2000 di secondo o in 1/500 di sec ha lo stesso effetto. Nel primo caso il lampo è più luminoso ma più breve. Nei due casi si ha lo stesso annerimento della pellicola. Per scopi particolari si usano talvolta dei tempi molto brevi che si ottengono con tensioni elevate (fino a 2000 V) e condensatori di piccola capacità. In questo caso vanno bene i tipi in carta o carta metallizzata. Per la fotografia normale vanno bene tempi da 1/500 a 1/800 di sec ed allora bastano condensatori elettrolitici e tensioni di 250-500 V.

L'effettiva produzione di luce utile dipende moltissimo dalle caratteristiche del riflettore. Esso dovrebbe creare un fascio luminoso con un angolo uguale a quello abbracciato dall'obiettivo, e la luce deve essere più bianca possibile e ben diffusa. Quindi sono più utili delle prove che non il numero dei Ws.

Fig. 5 - Schizzo della cassetta metallica. Come materiale consigliamo del lamierino di alluminio, ottone oppure di ferro zincato dello spessore di 0,3-0,4 mm. La striscia chiodata lungo l'orlo serve come rinforzo.

3. - L'ALIMENTAZIONE.

Durante lo studio di questo lampeggiatore si era provato ad usare come sorgente di alimentazione un generatore a manovella: dapprima un vecchio induttore telefonico e poi un nuovo induttore Bosch. Ma, nonostante che le cosa andasse bene in teoria, si dovette rinunciarvi in pratica perchè per la carica si dovrebbe girare troppo a lungo e con troppa forza la manovella. Un semplice calcolo ci convincerà. Ricordiamo che:

$$W_e = \frac{1}{2} C V^2$$

I valori normali sono $C = 600$ μF e $V = 500$ V.
Quindi:

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot 600 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 10^4 = 75 \text{ Ws}$$

L'induttore Bosch fornisce se girato con energia 50 V su 1 kΩ cioè una potenza

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{50 \cdot 50}{1000} = 2{,}5 \text{ W}$$

Per ottenere i 75 Ws si deve quindi

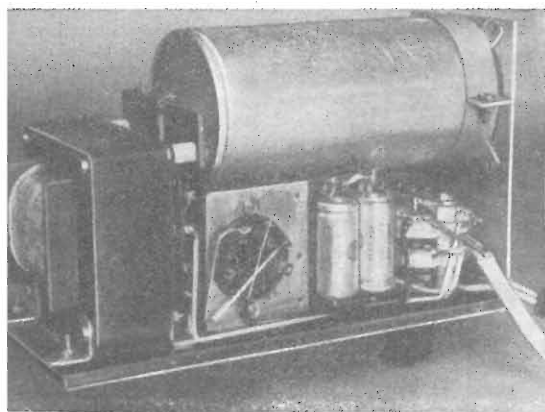



Fig. 6 - Alimentatore: a sinistra si vede il trasformatore e a destra il condensatore da 600 μF.

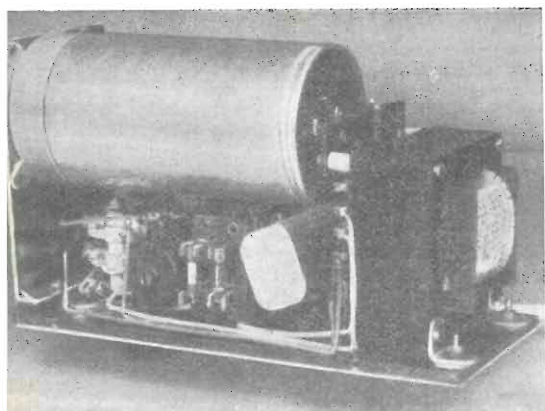



Fig. 7 - Alimentatore dalla parte del vibratore che si vede a destra, vicino ad trasformatore.

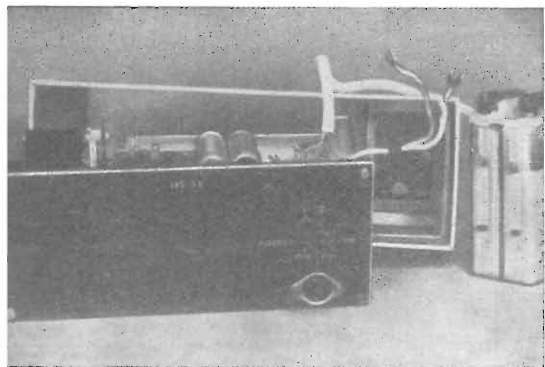



Fig. 8 - Cassetta dell'alimentatore e accumulatore estratto.

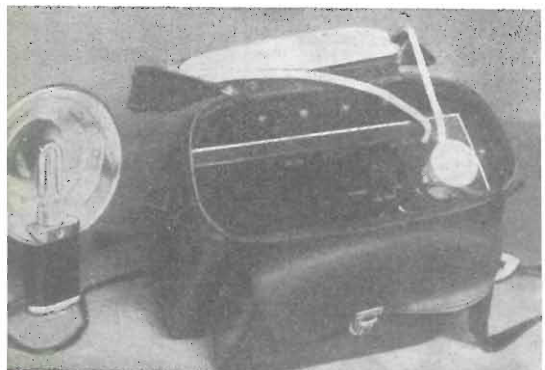



Fig. 9 - Lampeggiatore completo con il coperchio aperto. Il riflettore è quello di una precedente esecuzione

girare la manovella per almeno

$$t = \frac{W_e}{P} = \frac{75}{2,5} = 30 \text{ sec}$$

Sarebbe perciò abbastanza comico vedere un fotografo che prima di ogni fotografia deve girare con forza una manovella per mezzo minuto. Non abbiamo però tenuto conto delle perdite che si hanno nella trasformazione da bassa ad alta tensione. Poichè il rendimento è abbastanza basso si dovrebbe in pratica, girare la manovella per almeno 1 minuto. Perciò si è fatto ricorso alle batterie.

4. - IL CIRCUITO.

Dopo tutte queste divagazioni lunghe ma forse molto interessanti veniamo finalmente al nostro circuito. Si è scelto un sistema a vibratore, la cui costruzione è molto nota e le cui parti costruttive sono facili da trovare. L'apparecchio è stato installato in una borsa di cuoio nella quale trova posto anche la macchina.

Il circuito è rappresentato nella fig. 2. Nella posizione *B* del commutatore la tensione continua dell'accumulatore da 4 V della ditta Sonnenschein viene trasformata in tensione alternata con un vibratore Kaco.

Questa tensione viene applicata all'avvolgimento n_2 di Tr_1 ed elevata a 170 V in n_3. Poi viene raddrizzata con un duplicatore di tensione ed infine va a caricare il condensatore da 600 μF con 530 V. L'apparecchio ha quindi una energia nominale di:

$$W_e = \frac{1}{2} 600 \cdot 10^{-6} \cdot 530^2 = 85 \text{ Ws}$$

Per la ricarica dell'accumulatore il trasformatore possiede un avvolgimento di rete n_1 ed un raddrizzatore a bassa tensione Gl_1; il commutatore va posto nella posizione *L* in modo da escludere il condensatore di lampeggio. Durante la carica è bene estrarre l'apparato dalla borsa. Infatti durante il funzionamento l'accumulatore è stagno e non dà inconvenienti però durante la carica si liberano sempre dei vapori che potrebbero danneggiare la macchina e le pellicole.

Per risparmiare l'accumulatore si può lampeggiare in casa anche con la corrente della rete luce. Il commutatore va allora posto nella posizione *N*. In questo caso il vibratore è escluso ed il condensatore viene caricato direttamente attraverso n_1 e n_3. Però anche se non si usa per lungo tempo l'accumulatore, occorre caricarlo almeno ogni tre settimane, Con il commutatore nella posizione « ESCL » l'apparecchio è disinserito.

5. - CIRCUITO DELLA LAMPADA.

Per la lampada si usa un circuito standard montato secondo quanto risulta dalle figg. 3 e 4.

Il principio di funzionamento si può vedere bene nella fig. 2. Come lampada si usa il tipo EBLX10 della Bader.

Il circuito di accensione viene alimentato attraverso il divisore di tensione costituito dalle due resistenze da 3 MΩ. Quando il condensatore di accensione è carico si accende la piccola lampada glimm. Azionando il contatto di prova oppure il contatto incorporato nella macchina il condensatore di accensione da 0,1 μF si scarica attraverso le 20 spire del trasformatore di accensione. Dalla parte del secondario si ha allora un impulso ad alta tensione che provoca l'accensione attraverso l'elettrodo esterno della lampada, visibile come barretta trasversale nella fig. 3.

La lampada è provvista di corti e robusti piedini di attacco ai quali sono saldati dei fili Litz. Dopo avere tolto dalla custodia dell'apparato originario per lampade a vuoto il condensatore a bassa tensione e le altre parti si praticano con una sottile lima ad ago alcune tacche nella parte superiore che servono per i piedini di attacco della lampada. Legando bene i fili Litz e saldando si riesce a fissare molto bene la lampada stessa.

Nella fig. 4 a destra si vede una tavoletta isolante, essa porta le tre resistenze, il condensatore di accensione e nella parte posteriore la lampada glimm. Per questa si è praticato un foro nella custodia. Inoltre nella parte rivolta all'osservatore nella fig. 4 si è applicato con contatto di prova azionato da un bottoncino. Il trasformatore di accensione (a spire incrociate) è alloggiato nel vano sinistro della fig. 4.

6. - COSTRUZIONE MECCANICA DELL'ALIMENTATORE.

Poichè in questo apparto non si deve fare alcuna attenzione ai collegamenti si possono montare i vari particolari nel modo più compatto possibile in modo da lasciar posto nella borsa per altre cose.

La borsa che noi abbiamo adattato ha il fondo con le dimensioni 245 × 90 mm ed è alta 200 mm compreso il coperchio. All'interno della borsa di cuoio si è posto una scatola di lamiera (fig. 5) che ha il vano più piccolo rivestito di gomma piuma.

Le altre parti sono state montate su una lastra di bachelite ed una squadretta metallica (fig. 6 e 7). Questa lastra viene ricoperta superiormente da una piastra nera incisa. Il vano per l'accumulatore è ricoperto da una apposita piastra di bachelite in modo che esso possa essere tolto con facilità.

Questa piastra ha dei fori ciechi che servono per fissare la presa del cordone di alimentazione il quale trova posto nel coperchio (fig. 9). Il riflettore si può invece infilare in una tasca anteriore della borsa (fig. 1). A

Telefoni a pulsante

Il traffico interno attraverso il servizio di una centrale telefonica è fondamentale per la moderna vita degli affari. Nella maggior parte dei casi esso è un multiplo del traffico esterno. È così comprensibile che gli ingegneri delle Industrie di Tele-comunicazione Philips abbiano tentato assiduamente di trovare un mezzo per rendere più veloce questo genere di traffico.
La soluzione fu trovata con la selezione a pulsante, poichè si considerò che una notevole parte del tempo richiesto per un collegamento è assorbita dalla formazione del numero. Questa formazione, per un numero di 4 cifre, richiede in media 7 secondi; quando il sistema a pulsante sarà messo in pratica, il tempo impiegato per un numero di 4 cifre, 4 tocchi che si succedono rapidamente, sarà ridotto, in media, a 2 secondi. Naturalmente questo sistema è comodo per gli utenti, ma porta anche a una semplificazione del servizio telefonico.
Inoltre un telefono fornito di questo apparecchio porta un minor rischio di interferenze rispetto a uno normale, data la costruzione meccanicamnte più semplice e meno vulnerabile del sistema a pulsante. Vogliamo qui dire che questa invenzione può essere aggiunta in modo semplice ai servizi telefonici standard Philips UB 49.
La selezione a pulsante è già stata applicata e introdotta a mezzo della « International Harvester Works » a Norrköping in Svezia e presumibilmente un limitato numero di questi telefoni a pulsante sarà presto usato in alcuni nuovi edifici Philips a Eindhoven.
Si può aggiungere che Philips ha accettato un accordo con le P.T.T. olandesi perchè non sia più fatta pubblicità a questo sistema in Olanda, poichè applicazioni di questo sistema per uso interno ed esterno saranno possibili solo dopo che le centrali telefoniche P.T.T. saranno state modificate. In vista della spesa necessaria, la P.T.T. non vuole per ora adottare il nuovo sistema.

(n. p.)

Le chiuse di Ijmuiden si modernizzano

Dopo il banditore cittadino, è la volta del guardiano di chiuse di appendere il suo megafono a un chiodo...
Solo recentemente una installazione sonora Philips è stata messa in opera presso le note chiuse di Ijmuiden, che danno accesso al Canale del Mare del Nord, a Amsterdam. Questa installazione dà la possibilità di stabilire un contatto diretto tra la riva e lo equipaggio della nave a mezzo della parola. Quarantun altoparlanti e sedici microfoni comunicano con le navi al di sopra del fragore del mare, delle tempeste e dei soliti rumori nelle vicinanze delle chiuse.
Le navi che entrano fra i moli di Jjmuiden ricevono da una colonna sonora di quattro grandi altoparlanti montati su una boa, a 370 metri di fronte alla grande chiusa del Nord, nel canale che porta all'uscita. Lì, una nave riceve la prima informazione circa la ulteriore navigazione.
All'entrata della chiusa stessa, vi sono altri quattro altoparlanti montati su di una colonna. Per parlare con la camera della chiusa, vi è, in ultimo, una colonna sonora con tre altoparlanti. Nella direzione opposta, una identica installazione assicura il « traffico » in un solo senso » fra la riva e la nave. I microfoni sono montati in 8 posti attorno alla camera e nelle case di controllo vicino alle porte delle chiuse. I canali di guida esterno ed interno e la camera della chiusa centrale erano attrezzati con installazioni simili. Congiuntamente al radar e ai radiotelefoni, questa installazione radio che rimpiazza il vecchio megafono di ottone o di zinco, ancora richiesto nel 1958, costituisce un unico ed effettivo miglioramento di comunicazione fra gli operatori delle chiuse e l'equipaggio della nave. Una buona intelligibilità è garantita fino a una distanza di 200-300 metri. *n.p.*

Radiotelefoni sul Reno

Oggi in Olanda, i capitani delle chiatte del Reno possono comunicare a mezzo telefono con la terraferma. Analoghe possibilità saranno estese prossimamente ad altre zone fluviali. Questo è il risultato di una conferenza intrnazionale tenutasi a Bruxelles nel marzo 1957 sull'organizzazione del servizio radiotelefonico sul Reno. Alla conferenza erano presenti delegati del Belgio, Francia, Olanda, del Governo della Germania Federale e della Svizzera.
È stato deciso di installare un certo numero di stazioni permanenti di radiotelefoni lungo il Reno e la Schelda Occidentale e di dividere i canali navigabili in varie sezioni, a ciascuna delle quali è stata assegnata la sua particolare frequenza di trasmissione e ricezione.
Le stazioni permanenti di Rotterdam, Lopik e Oesterbeek, in Olanda, al servizio della navigazione sul Reno, sono state completate nel frattempo. Una stazione a Goes per la navigazione sulla Schelda Occidentale sarà messa in uso più tardi. Inoltre, saranno installate cinque stazioni permanenti lungo il Reno, in Germania, e si sta progettando di installarne altre due per la zona francese del Reno. Per questo sistema radiotelefonico a beneficio del traffico sulle acque interne, Philips ha sviluppato due differenti tipi di apparecchi radiotelefonici. Uno è basato sul sistema di comunicazione a due vie, come nelle normali chiamate telefoniche, mentre l'altro si ispira al tipo standard per comunicazione ad una sola via che richiede il ben noto « passo » ogni qualvolta uno ha finito di parlare.
Grazie a questi apparecchi, i capitani delle chiatte, che spesso sono assenti per lungo tempo da casa e che possono mettersi in contatto con le persone a terra soltanto a costo di grandi noie, non saranno più isolati.

(n. p.)

Premio inglese per un film pubblicitario della Philips

Un'altissima distinzione inglese, il « Premio dell'Accademia Britannica », è stata recentemente conferita alla Philips per « Pan-Tele-Tron », un film pubblicitario fatto dalla Società cinematografica inglese Pearl & Dean per conto della Philips. Questo incantevole film a colori, che dura dieci minuti presenta un quadro dell'enorme sviluppo e dell'immensa importanza delle telecomunicazioni.
Partendo da Giove, il re degli dei e l'unico che in tempi passati potesse trasmettere speditamente un messaggio attraverso l'universo, arriviamo all'elettricità, al telegrafo, al telefono, alla radio, alla televisione, e finalmente al radar ed al radiotelescopio il quale ci permette persino di « parlare » con le stelle.
Prossimamente apparirà anche una versione in francese, spagnolo e tedesco del « Pan-Tele-Tron ». *(n.p.)*

Saggio di concorso

La sezione olandese della « Association de la presse phonographique », (Associazione della stampa fonografica), in cooperazione con la N.V. Philips Phonographische Industrie a Baarn e con la N.V. Phonogram (l'organizzazione delle vendite per i dischi fonografici Philips nei Paesi Bassi), ha bandito un concorso per un saggio su uno o più aspetti della riproduzione fonografica.
Dopo matura considerazione, la giuria ha deciso di non aggiudicare il primo premio. Al Sig. M. Prick van Wely dell'Aia, è stato aggiudicato il secondo premio per i suoi esperimenti intitolati: « Il valore dei dischi fonografici per lo studio della musica esotica ».

(n. p.)

Automazione del sistema telefonico olandese

In cinque anni sarà possibile telefonare automaticamente dall'Olanda con i più importanti paesi d'Europa. In tale epoca, la installazione dell'intero sistema telefonico olandese, nel quale Philips prende una parte sostanziale, sarà completata.
Attualmente, il 95% del sistema telefonico olandese è stato reso automatico. L'Olanda è stato uno dei primi paesi a rendere automatico il sistema telefonico. L'inizio di questa automazione, la cosiddetta semi-automazione, si ebbe nel 1910. *(n. p.)*

Piero Vittone

Due circuiti a transistori per misure su cavi telefonici

Si descrivono: (a) un generatore che copre con continuità la banda da 5000 a 25000 Hz, con oscillatore pilota facente uso di accoppiamento induttivo tra base e collettore e potenza d'uscita di circa 300 mW su 600 ohm; (b) un ricevitore eterodina con due stadi aperiodici in cascata, praticamente lineari tra 1000 e 30.000 Hz, stabilizzati per le variazioni termiche, con generatore incorporato e uno stadio rivelatore del battimento che avviene sul collettore del secondo transistore, con circuito sintonizzato ad elevato Q, e uno stadio finale che fornisce circa 250 mW su 2000 ohm, con un segnale d'entrata di circa 0.1 mV.

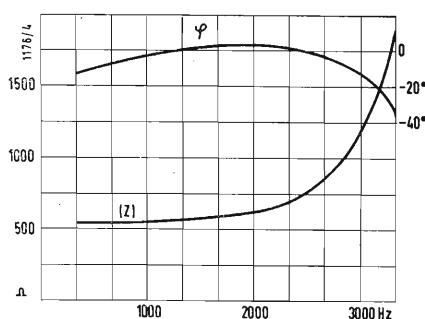
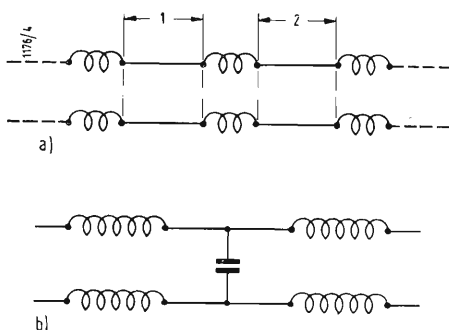



Fig. 1 - Il cavo telefonico è assimilabile a un filtro passa-basso simmetrico, con frequenza di taglio definita dal valore dell'induttanza delle bobine di pupirizzazione e del loro passo (distanza fisica tra le bobine).

CAPITA spesso in laboratorio di dover improvvisare molto rapidamente dispositivi che escono dalle prestazioni solite dei normali strumenti di misura.

In questi casi i transistori si dimostrano di uso comodissimo per le deboli potenze di alimentazione, il piccolissimo ingombro e la semplicità dei circuiti.

Si descrivono qui due circuiti realizzati e montati nel corso di prove e misure su cavi telefonici.

Su di un cavo telefonico in servizio da diversi anni si era riscontrato che l'attenuazione di diafonia (nota 1) aveva raggiunta valori non compatibili con la buona comprensibilità delle conversazioni e ci si trovava nella necessità di localizzare ed eliminare gli eventuali difetti dovuti alle riparazioni che il cavo in oggetto aveva avuto nel corso degli anni, per guasti per cause belliche.

È noto che un cavo pupinizzato è costituito da un cavo telefonico normale, in carta e aria secca o in carta impregnata, sottopiombo o protetto in altra maniera, con inserite a distanze fisse e costanti delle bobine di induttanza dette induttanze di carica o bobine pupin dal nome dello scopritore del sistema (nota 2). Tale cavo è assimilabile ad un filtro passa basso simmetrico, con frequenza di taglio definita dal valore della carica (induttanza delle bobine pupin) e dal passo di pupinizzazione (distanza fisica delle bobine pupin fra di loro). In fig. 1 si può chiaramente vedere come ciò avviene, in quanto da una certa frequenza in avanti la curva del modulo dell'impedenza tende all'infinito e la curva dell'argomento (fase) diventa negativa col prevalere dei fattori capacitivi. In fig. 2 *a* si ha una rappresentazione schematica di un doppino (coppia) pupi-

Fig. 2 - In fig. *a*) si ha una rappresentazione schematica di un doppino pupinizzato, mentre in fig. *b*) si ha una rappresentazione di una sezione pupin dove pure è rappresentata la capacità mutua della coppia di fili.

(1) L'attenuazione di diafonia tra due circuiti (uno disturbante e uno disturbato) è definita dalla metà del rapporto logaritmico tra le potenze apparenti all'entrata e all'uscita del quadripolo di diafonia:

$$A_d = 1/2 \ln \frac{V_1 \; I_1}{V_2 \; I_2} \text{ in Neper}$$

Essendo V_1 e I_1 la tensione e corrente nel circuito disturbante e V_2 I_2 la tensione e corrente nel circuito disturbato.

(2) Le equazioni che reggono le condizioni ottime di trasmissione senza distorsione su una coppia di fili possono essere così enunciate (in modo approssimativo ed abbreviato):

(1) $$\alpha = \sqrt{RG}$$

(2) $$\beta = \sqrt{LC}$$

(3) $$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

(4) $$z_0 = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Dove α è la costante di attenuazione
β è la costante di fase
v è la velocità di propagazione
z_0 è l'impedenza caratteristica
R è la resistenza ohmica
G è la conduttanza di dispersione
L è l'induttanza mutua
C è la capacità mutua
dalla (4) si ha:

$$\frac{L}{R} = \frac{C}{G} \quad \text{e ancora} \quad \frac{L}{C} = \frac{R}{G}$$

Questo si ha in un caso puramente teorico ed ideale; in effetti G è generalmente molto piccola su una linea ben costruita, per soddisfare all'equazione occorre che L sia molto grande od R molto piccola.

Ma R non piò essere resa troppo piccola per motivi economici e tecnologici (aumento della sezione del filo) e non conviene aumentare la G artificialmente per l'effetto che si ha su α (attenuazione).

Quindi l'unica soluzione è di aumentare artificialmente la L inserendo lungo la linea delle induttanze, questo procedimento si chiama « pupinizzazione ».

nizzato e in fig. 2 *b* quella di una sezione pupin (tratto di cavo fra una bobina pupin e la seguente) dove è pure indicata la capacità mutua della coppia di fili, capacità che forma con le bobine pupin il filtro passa basso suddetto. Nel nostro caso si localizzarono le sezioni pupin difettose e si constatò l'impossibilità di procedere alle misure successive agli estremi delle sezioni localizzate per difficoltà puramente meccaniche.
L'unico sistema quindi, per misurare gli sbilanci capacitivi, causa della eccessiva diafonia riscontrata, era di lavorare al centro della sezione pupin, effettuando le misure a frequenza superiore alla frequenza di taglio nel cavo stesso, partendo dal presupposto del cavo considerato come filtro passa basso.
L'urgenza del lavoro richiese il rapido apprestamento di un generatore e di un ricevitore che funzionassero nella gamma di frequenze fra la frequenza di taglio della sezione pupin e la frequenza limite superiore alla quale la capacità propria della bobina pupin interviene a sommarsi alla capacità mutua del cavo, in un intervallo di frequenze cioè dove la sezione pupin si comporta come un filtro passa basso aperto agli estremi.
Utilizzando i transistori le soluzioni trovate si dimostrarono brillanti e comodissime sia per la semplicità che per le prestazioni.
L'oscillatore (fig. 3) doveva coprire in continuità la gamma fra 5000 e 25000 Hz essendo 4100 Hz la frequenza di taglio del cavo in prova e 25000 Hz la frequenza limite superiore.
Come ben si vede dallo schema, l'oscillatore pilota fa uso di accoppiamento induttivo fra base e collettore, con sintonia sul circuito di collettore, avendo riscontrato che questo sistema permetteva una buona linearità della tensione di uscita e la completa copertura della gamma richiesta con un unico condensatore variabile doppio del tipo per radioricevitori, con le due sezioni in parallelo.
L'induttanza del circuito oscillante è bobinata su nucleo in Ferroxcube ottenendosi così una notevolissima stabilità e un'ottima costanza di tara tura di frequenza. Per non disturbare in alcun modo lo stadio pilota è stato necessario inserire fra questo e il finale uno stadio separatore, prelevando il segnale sulla base del transistore oscillatore, in un punto cioè dove l'impedenza del circuito dell'oscillatore è praticamente uguale a quella del circuito d'ingresso dello stadio separatore.
Una buona linearità del separatore si ottiene omettendo i condensatori bypass nel circuito di stabilizzazione di temperatura, avendosi così un certo tasso di controreazione. Il trasformatore d'accoppiamento e quello d'uscita sono avvolti su nuclei in Ferroxcube in modo da aversi un'ottima risposta di frequenza (c.ca 1 dB) nella gamma coperta, da parte di tutto il complesso amplificatore.
I transistori dello stadio finale lavorano in classe intermedia fra A e AB con una potenza di uscita di c.ca 300 mW su di un carico di 600 ohm. Una certa controreazione è introdotta dalle resistenze di piccolo valore (5 ohm) fra gli emettitori e il + dell'alimentazione, resistenze che stabilizzano inoltre la temperatura di funzionamento dei transistori insieme al gruppo potenziometrico di polarizzazione delle basi.
Il trasformatore di uscita è stato progettato per un carico collettore a collettore di 200 ohm ed un impedenza di uscita di 600 ohm.
L'alimentazione è ottenuta con due batterie da 4,5 volt in serie e il consumo di corrente è di 60 mA con 9 volt di tensione di alimentazione.
Per l'amplificatore eterodina (fig. 4) fu trovata una soluzione molto semplice: amplificare con un amplificatore aperiodico il segnale d'ingresso sino a portarlo ad un certo livello, iniettare in questo punto del circuito un segnale frequenza tale da dare un battimento a frequenza acustica col segnale entrante, separare il segnale acustico dall'inviluppo di battimento ottenuto, amplificare fino ad un livello decente il segnale acustico.
Dato che l'orecchio umano presenta una accentuata sensibilità alla frequenza di 1000 Hz si è scelta questa come nota di battimento.
L'ingresso dell'amplificatore è bilanciato con un trasformatore schermato (non indicato in disegno), segue una regolazione di volume del segnale d'ingresso. I due stadi aperiodici in cascata sono praticamente lineari fra 1000 e 30000 Hz e rispondono perfettamente allo scopo; la stabilizzazione di temperatura e la polarizzazione di base sono ottenute col solito metodo potenziometrico e con resistenza nel circuito d'emettitore.
Il segnale di battimento viene ottenuto con un oscillatore del tutto simile a quello del pilota del generatore più sopra descritto e l'iniezione del segnale avviene sul collettore del transistore del secondo stadio amplificatore, dove i livelli del segnale entrante

(il testo segue a pag. 40)

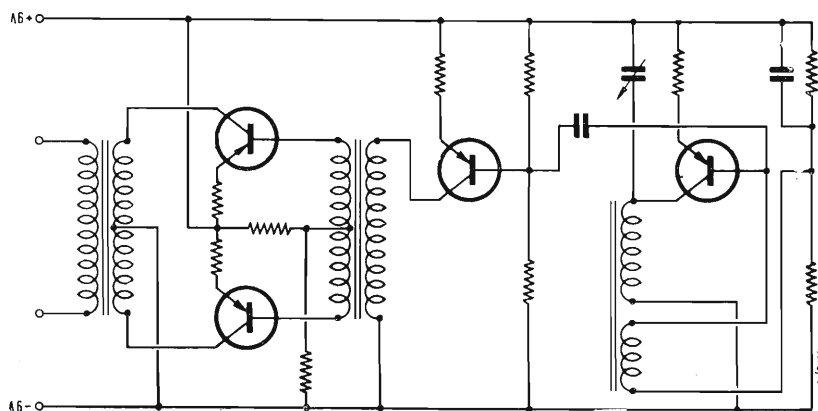



Fig. 3 - Schema elettrico dell'oscillatore. Esso copre la banda tra 5000 e 25.000 Hz. L'oscillatore fa uso di un accoppiamento induttivo tra base e collettore, con sintonia sul circuito del collettore.

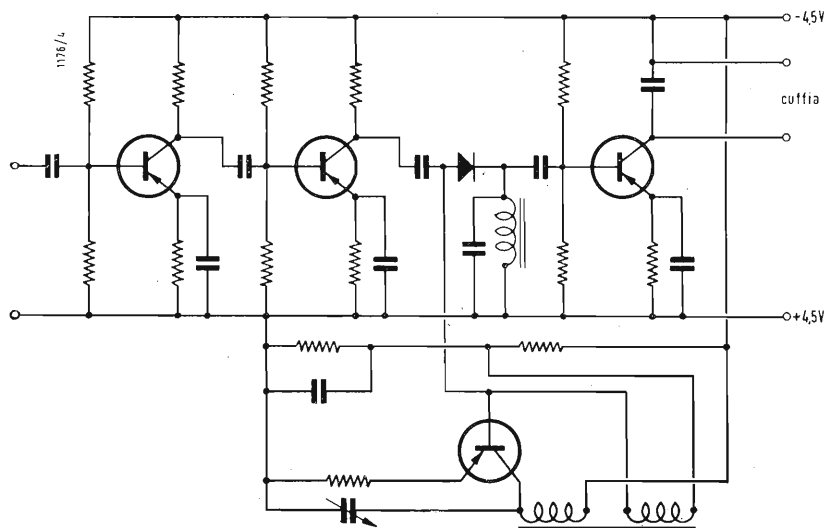



Fig. 4. - Schema elettrico dell'amplificatore eterodina. Il battimento viene ottenuto impiegando un oscillatore sintonizzabile uguale a quello rappresentato in fig. 3. I primi due transistori costituiscono un amplificatore aperiodico lineare tra 1.000 e 30.000 Hz. Come frequenza di battimento si è scelta la nota di 1.000 Hz.

dott. ing. Giuseppe Baldan

La tecnica della regolazione automatica di ampiezza nei ricevitori

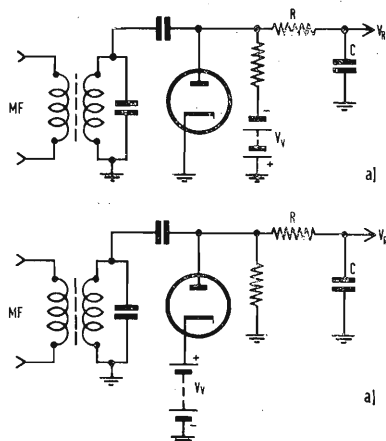



Fig. 1 - Produzione di una tensione ritardata.

Anche i primi radioricevitori possedevano sistemi per il controllo automatico di volume. Tuttavia lo sviluppo in questo campo è sempre in corso, con applicazione di nuovi sistemi e di nuovi principi. Qui si cerca di dare una visione della situazione attuale di questa tecnica, con particolare riguardo agli apparati a modulazione di ampiezza per onde medie e corte. Si tratta della generazione della tensione di regolazione e del suo ritardo. Si esaminano i diversi circuiti di regolazione, alcuni dei quali inediti. Per i casi più semplici si forniscono i mezzi per il calcolo ed infine si discutono i fenomeni transitori del circuito di regolazione, al fine di stabilire il valore più opportuno da assegnare alla costante di tempo del circuito.

1. - PRODUZIONE DELLA TENSIONE DI REGOLAZIONE.

Nel CAV dei ricevitori radio si utilizza come tensione di regolazione una tensione ottenuta per raddrizzamento della media frequenza amplificata. Il punto di partenza di questa tensione è in genere ritardato in modo che si inizia a ridurre la tensione solo quando all'uscita si è raggiunto un livello determinato. Al di sopra di questo livello si desidera che la tensione in uscita sia praticamente indipendente dalle variazioni della tensione in entrata. Inoltre la tensione in uscita deve rimanere costante anche con i diversi tipi e gradi di modulazione. Per potere soddisfare a queste esigenze nella produzione e nel ritardo della tensione di regolazione si devono osservare i punti seguenti.

1.1. - Modo di introdurre il ritardo.

I sistemi possibili sono due: la produzione ritardata della tensione oppure il ritardo successivo. Nel primo caso il diodo di regolazione viene bloccato da una tensione continua (tens. di ritardo), in modo che vengono raddrizzate solo le MF che separano questa tensione (fig. 1).

Nel secondo caso la tensione MF viene raddrizzata senza ritardo (figura 2*a*), Però solo quando essa supera la tensione di ritardo V_v può diventare efficace attraverso D. In un'altro circuito (fig. 2*b*) le piccole tensioni di regolazione si annullano in R_2. Il diodo D cortocircuita la controtensione positiva quando manca la tensione di regolazione.

La produzione della tensione di regolazione secondo la fig. 1 ha lo svantaggio che la modulazione della media frequenza può far variare la tensione di regolazione in funzione del grado di modulazione. Le distorsioni si hanno

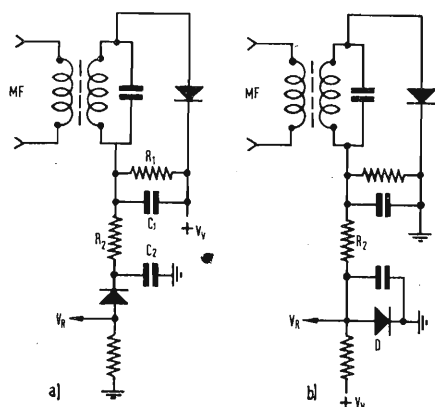



Fig. 2 - Produzione della tensione di regolazione con ritardo separato.

Fig. 3 - Distorsione della tensione di regolazione — V_d (BF) segnale MF modulato al 100%, V_v tensione di ritardo.

(*) WAGNER, S., Zur Technik der selbsttätigen Amplitudenregelung in Empfangern, *Radio Mentor*, agosto 1958, 8, pag. 525.

quando la MF nei punti fra i picchi diventa più piccola della tensione di regolazione. La fig. 3 mostra il caso più sfavorevole: MF uguale alla tensione di ritardo e $m = 100\%$. Nel circuito di filtro $R - C$ la tensione di regolazione viene liberata dalla frequenza di modulazione sovrapposta. Poichè però la frequenza di modulazione è stata troncata da una sola parte la tensione di regolazione risulta aumentata. Si ha come conseguenza una diminuzione dell'amplificazione e della tensione in uscita. Questo effetto è uno svantaggio sopratutto nel caso di una regolazione in avanti.
Questa dipendenza falsa la dinamica della trasmissione anche perchè le costanti di tempo degli elementi del circuito di regolazione provocano un ulteriore ritardo nel tempo di questo fenomeno. Nei ricevitori radio si usano quasi esclusivamente i circuiti della fig. 1, però in questo caso la MF ha un'ampiezza multipla della tensione di ritardo in modo che questo effetto si ha solo nel caso di un grado di modulazione molto elevato.
L'inconveniente non si verifica con i circuiti della fig. 2.

1.2. - Influenza del condensatore di carico e di filtro.

Il condensatore di carica del raddrizzatore (C_1 della fig. 2*a*) deve essere abbastanza grande in modo da permettere l'applicazione di tutta la tensione MF al diodo e da rendere possibile il raddrizzamento delle punte per l'alta frequenza. Però la tensione di carica deve poter seguire la modulazione perchè altrimenti la tensione di regolazione sarebbe determinata dai picchi della modulazione; quindi la costante di tempo ($R_1 - C_1$) non deve essere troppo alta.
La tensione di regolazione inviata all'amplificarore deve essere esente da oscillazioni dovute alla modulazione. Poichè abbiamo visto che il condensatore di carica non può essere grosso si deve far seguire un altro filtro ($R_2 - C_2$ della fig. 2*a*). Questo filtro si può calcolare come se fosse in parallelo a $R_1 C_1$ e si deve tenerne conto nel calcolo del raddrizzatore. In generale è sufficiente che il circuito per la tensione di regolazione sia calcolato, per quanto riguarda l'assenza di distorsioni, con la stessa accuratezza del raddrizzatore per il segnale. Il massimo grado di modulazione che non deve dare distorsioni corrisponde all'incirca al rapporto fra l'impedenza e la resistenza esterna del circuito del diodo.
Se si vuole evitare l'influenza del filtro o l'aggiunta di un nuovo carico si può inserire una valvola come amplificatrice catodica subito dopo il filtro per l'alta frequenza.
Riassumendo quanto detto finora nella produzione della tensione di regolazione si deve fare attenzione che:

a) il raddrizzamento non sia ritardato;

b) la tensione venga ritardata con un secondo diodo;

c) la tensione raddrizzata sulla resistenza di carico possa seguire la massima frequenza di modulazione possibilmente fino ad un grado di modulazione del 100%;

d) la resistenza del filtro sia grande rispetto a quella di carico.

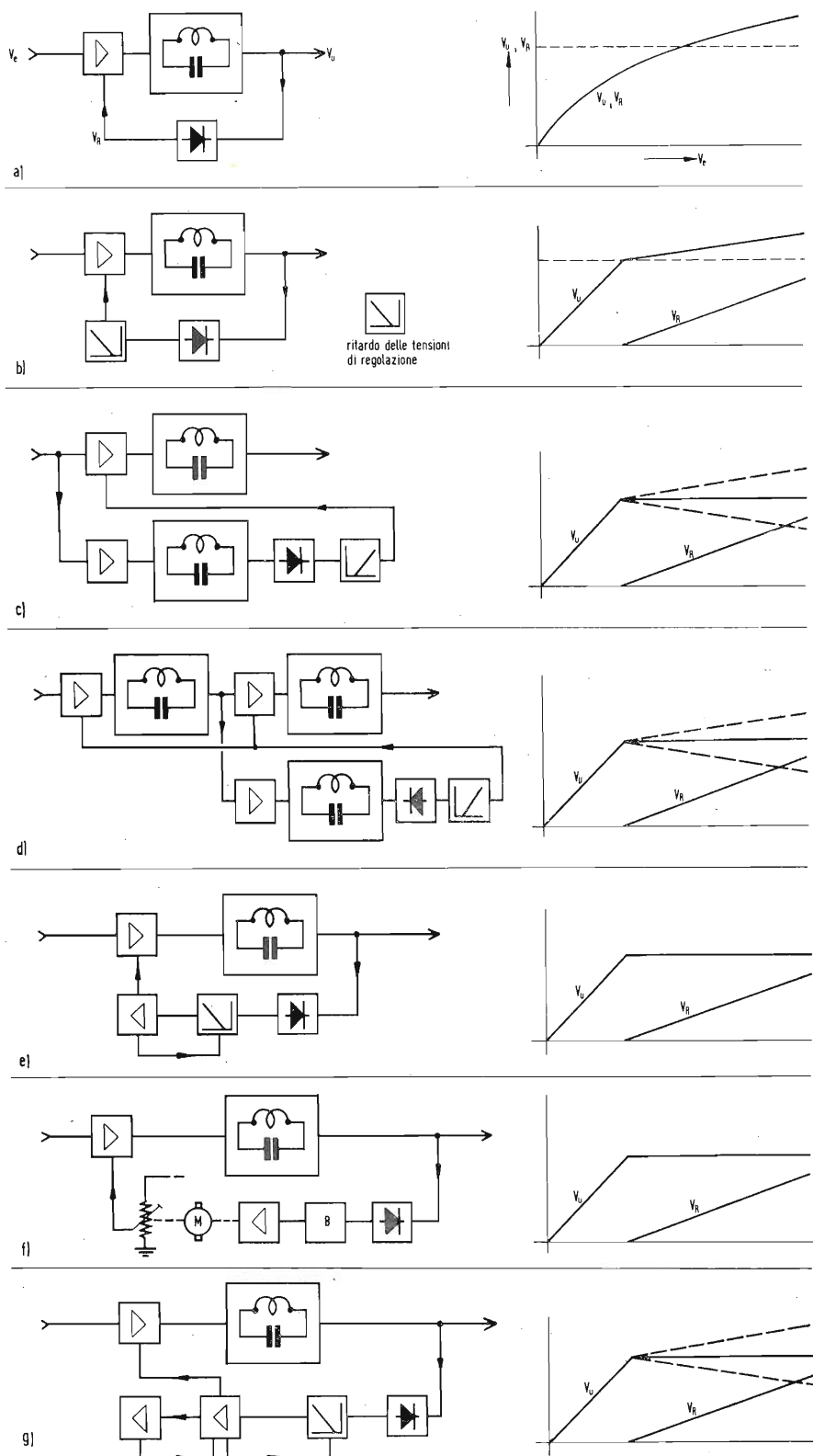



Fig. 4 - Circuiti di regolazione e relative curve caratteristiche. V_e tensione in entrata; V_u tensione di uscita; V_R tensione di regolazione; *a*) regolazione all'indietro; *b*) regolazione all'indietro con ritardo; *c*) regolazione in avanti conritardo; *d*) regolazione in avanti e indietro con ritardo *e*) regolazione all'indietro con amplificazione; *f*) regolazione all'indietro con regolatore a motore; *g*) regolazione all'indietro con amplificatore reazionato.

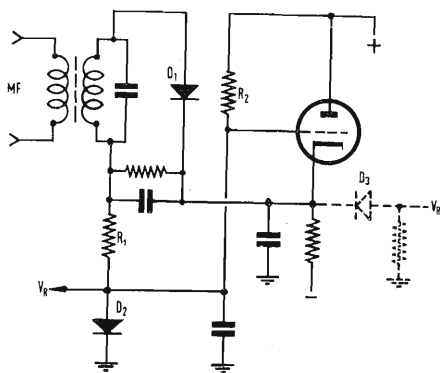



Fig. 5 - Amplificatore di regolazione a corrente continua.

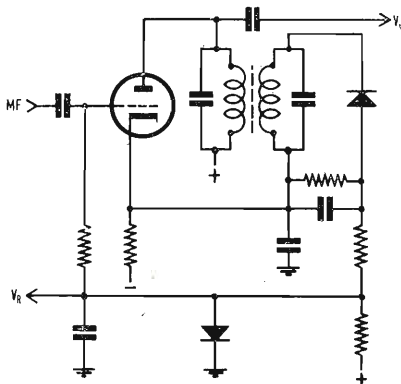



Fig. 6 - Amplificatore MF usato anche come amplificatore di regolazione in corrente continua.

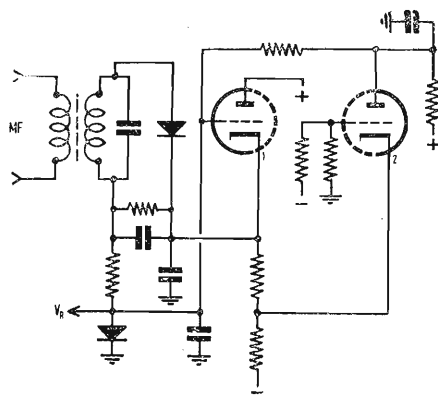



Fig. 7 - Amplificatore di regolazione per sovraregolazione in circuito chiuso.

Fig. 8 - Amplificatore di regolazione per sovraregolazione in circuito chiuso (senza sorgente di tensione negativa).

Fig. 9 - Sorgente di tensione di regolazione a bassa resistenza per la carica rapida di $R-C$.

2. - CIRCUITI DI REGOLAZIONE.

Il più semplice circuito di regolazione è rappresentato nella fig. 4*a*. La tensione in uscita viene raddrizzata e applicata allo stadio di amplificazione da regolare. Non si può avere una regolazione completa. Se aumenta la tensione in entrata, affinchè diminuisca l'amplificazione deve aumentare la tensione di regolazione. Però questo aumento si ha solo se aumenta anche la tensione in uscita. Il diagramma mostra infatti che l'amplificazione diminuisce all'aumentare della tensione in entrata e che tuttavia la tensione in uscita ha sempre un andamento crescente.

Nel circuito della fig. 4*b* si vede che l'amplificazione comincia a diminuire solo dopo che la tensione ha raggiunto un livello prefissato; la tensione di regolazione è ritardata. Fino a questo punto l'amplificazione rimane costante. Anche in questo caso non è possibile una regolazione completa.

Il circuito della fig. 4*c*, la cosidetta regolazione in avanti, non è un vero sistema di regolazione automatica ma un comando. Con questo sistema la curva di regolazione dipende dalla curva caratteristica della valvola regolata e si può ottenere anche una sovraregolazione. La regolazione completa (tensione in uscita costante) è possibile solo se la curva dell'amplificatore è logaritmica. Però questo tipo di regolazione in pratica non si usa mai da solo perchè per la produzione della tensione di regolazione occorrerebbe un amplificatore separato.

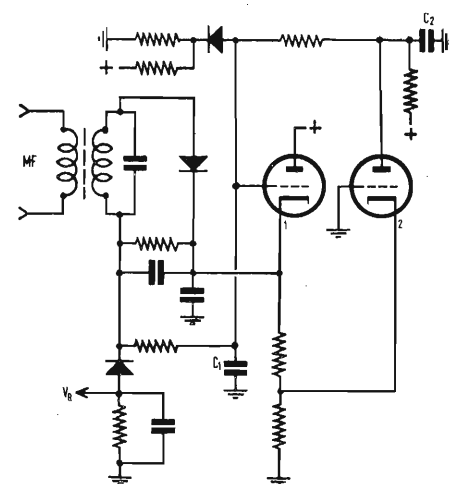
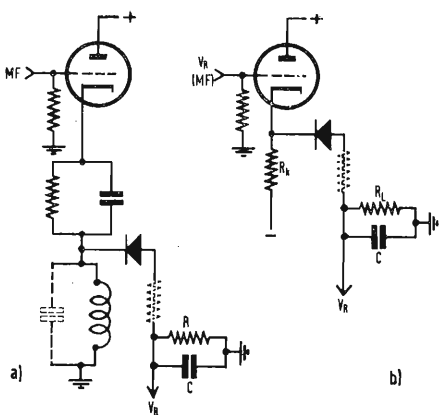
Più complesso è il circuito della figura 4*d* che permette ancora la regolazione completa. La tensione di regolazione viene derivata fra due amplificatori in modo che essi vengono regolati uno all'indietro e uno in avanti. Una variazione della caratteristica della valvola (sostituzione) regolata in avanti si riflette sulla tensione in uscita perchè questa valvola è fuori del circuito di regolazione. Quindi con la regolazione in avanti ci si deve limitare a correggere un piccolo errore residuo di regolazione.

Se si regola in avanti la MF occorre in genere un amplificatore di regolazione separato perchè la regolazione all'indietro deve avvenire con un grande ritardo. Se invece si regola in avanti la BF non occorre più questo amplificatore perchè si ha a disposizione tutta la MF.

Anche con un'efficace regolazione all'indietro si può ottenere una tensione in uscita sufficientemente costante per molti scopi pratici. Però una maggiore precisazione di regolazione richiede a parità di numero di valvole un alto ritardo e quindi una maggiore amplificazione in MF e ciò può portare a difficoltà. È stato proposto di ottenere con la tensione di regolazione una tensione alternata ricavata dalla rete che dopo raddrizzamento diventerebbe la vera tensione di regolazione.

È però più semplice amplificare la tensione con un amplificatore in c.c. (fig. 4*e*). Un esempio pratico semplice è quello della fig. 5. LaMF viene raddrizzata da D_1, ritardata da R_1 R_2 D_2. Se la tensione di regolazione supera quella di ritardo la loro differenza viene applicata fra griglia a catodo. La tensione di regolazione amplificata può essere prelevata dal catodo attraverso D_3. Se la tensione di regolazione amplificata viene prelevata dalla parte della griglia si ottiene una maggiore precisione di regolazione perchè l'errore di regolazione residuo della regolazione all'indietro viene aggiunto alla tensione di regolazione amplificata.

In questo sistema viene amplificata solo la differenza fra la tensione di regolazione e quella di ritardo, quindi la valvola non deve lavorare in un campo molto ampio. Il circuito è inoltre poco dipendente dalle variazioni della valvola perchè la griglia di comando viene bloccata da D_2 fino all'inizio della regolazione e la tensione in uscita non può diventare positiva nemmeno senza segnale.

È possibile usare come valvola amplificatrice anche l'ultima valvola MF. Un esempio si vede nella fig. 6. Questa è una soluzione molto economica. Però

a causa dell'inevitabile filtro nel circuito di griglia per la tensione anodica e della conseguente variazione della pendenza durante il fenomeno di regolazione, questo sistema si può usare solo se il segnale in entrata varia molto lentamente.
Nel circuito della fig. 4*f* la tensione in uscita viene regolata per mezzo di un regolatore elettromeccanico. La tensione in uscita viene raddrizzata e confrontata con una tensione campione in un sistema a ponte *B*, la differenza amplificata comanda un motore e un potenziometro. Con questo sistema si può ottenere una regolazione completa però esso viene impiegato solo raramente, a parte la questione economica, perchè la velocità di regolazione è limitata dall'inerzia del motore.
La fig. 4*g* mostra un ulteriore sviluppo del circuito della fig. 4*e*. Con esso è possibile anche la sovraregolazione senza il controllo in avanti e con soli mezzi elettronici. Anche con il circuito della fig. 4*e* si potrebbe ottenere teoricamente una regolazione completa, basterebbe rendere infinita l'amplificazione dell'amplificatore di regolazione. Però a causa delle costanti di tempo abbastanza elevate si deve limitare l'amplificazione per evitare le pendolazioni. Nel circuito della fig. 4*g* il regolatore è costituito dall'amplificatore in corrente continua reazionato con un fattore uguale ad 1 quindi con amplificazione infinita. Però il regolatore che per conto suo è instabile diventa stabile una volta inserito nel circuito di regolazione.
La tensione in uscita raddrizzata (figura 7) viene applicata al I sistema del doppio triodo. Esso lavora come amplificatore in corrente continua. La reazione avviene attraverso il II sistema. In generale l'amplificazione del I sistema è così alta che con il secondo si devono correggere, solo dei piccoli errori residui. Il I sistema può funzionare anche come amplificatore di MF (vedi fig. 6). Se l'ampiezza della tensione alternata raddrizzata in uscita è maggiore della massima tensione di regolazione necessaria si può rinunciare alla sorgente di tensione negativa. (La tensione alternata in uscita può per esempio essere aumentata e raddrizzata con un circuito duplicatore).
La tensione di regolazione viene derivata attraverso un diodo della resistenza di carico del raddrizzatore (fig. 8).
La capacità dei condensatori C_1 e C_2 sono scelte in modo che date le costanti di tempo del circuito non si abbiano pendolazioni. C_1 ritarda la velocità di regolazione della I valvola e C_2 la parte della seconda.
Facciamo notare che questo regolatore reazionato dovrebbe adattarsi molto bene ai circuiti di sintonizzazione di fase o di frequenza. In questi circuiti a causa dei filtri molto stretti i tempi di ritardo sono elevati in modo che la velocità di regolazione e l'amplificazione devono essere tenute basse per evitare la tendenza all'innesco.

Però una piccola amplificazione comporta un grande errore residuo. Questo errore si può annullare con la reazione. Poichè però l'amplificazione del circuito a causa di questa reazione non diventi troppo alta si ritarda la parte di regolazione della reazione. Con le variazioni di fase e frequenza appare dapprima un errore residuo che può essere ridotto a zero nel circuito di reazione in funzione delle costanti di tempo. In questo modo si può allargare di molto il campo di sintonizzazione con errore residuo nullo.

3. - CALCOLO DEL CIRCUITO DI REGOLAZIONE.

La caratteristica di regolazione cioè la curva che dà il livello in uscita in funzione di quello in entrata può essere determinata punto per punto in base alle caratteristiche delle valvole oppure può essere precalcolata.
Per la maggior parte delle valvole regolabili si può supporre con buona

Fig. 10 - Aumento del tempo di scarica con l'uso di un integratore di Miller modificato.

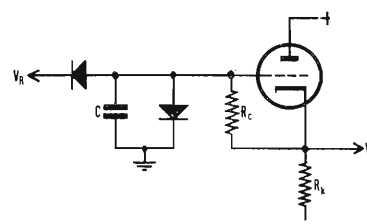



Fig. 11 - Aumento del tempo di scarica con amplificatore catodico reazionato.

approssimazione che la caratteristica abbia in un grande intervallo un andamento logaritmico. In questa ipotesi per la regolazione all'indietro vale la relazione:

$$V_2 = V_1 A_o \operatorname{esp} [- K_1 (K_2 V_2 - v_{ov})] \quad [1]$$

dove:
V_1 = tensione in entrata nell'amplificatore;
V_2 = tensione in uscita nell'amplificatore;
A_o = amplificazione senza regolaz.;
K_1 = coefficiente della caratteristica della valvola definito dalla relazione $i_a = i_{ao} \operatorname{esp} [- K_1 v_o]$
dove v_o è la tensione di griglia;
K_2 = costante di trasformazione del raddrizzatore;
v_{ov} = tensione continua di ritardo.
Nel caso di regolazione di n stadi la tensione in entrata della valvola m — esima ($m \leq n$) vale:

$$V_m = \frac{1}{A_{on}\, A_{o(n-1)} \cdots A_{om}} \times V_u \operatorname{esp}(K_{1n} + K_{1(n-1)} + \ldots + K_{1m}) \cdot (K_2\, V_u - v_{ov}) \quad [2]$$

V_u = tensione in uscita dell'amplificatore.
Per la regolazione in avanti vale analogamente la:

$$V_2 = V_1 A_o \operatorname{esp} [- K_1 (K_2 V_1 - v_{ov})] \quad [3]$$

La regolazione in avanti serve solo per spianare l'aumento della tensione in uscita lasciato dalla regolazione all'indietro. Se si usa un amplificatore di regolazione proprio si può aumentare di molto la precisione:

$$V_2 = V_1\, A_o \operatorname{esp} [- K_1 (K_2 A_R\, V_2 - v_{ov})] \quad [4]$$

A_R è l'amplificazione dell'amplificatore di regolazione.

4. - FENOMENI TRANSITORI.

Il comportamento del circuito di regolazione di fronte alle brusche variazioni del livello in entrata è importante sopratutto nel caso della ricezione telegrafica in modulazione di ampiezza (ricezione A_1).
Nel caso della ricezione A_1 è necessario il raddrizzamento delle punte con un piccolo periodo di attacco e basse costanti di tempo degli elementi del circuito di regolazione, in modo da eliminare pendolazioni che potrebbero nascere a causa di un ritardo nella diminuzione dell'amplificazione. Per esempio per ottenere una costante di tempo di 10 sec, necessaria per il funzionamento A_1 a causa del lento azionamento dei tasti, con una resistenza di scarico di 1 MΩ occorre una capacità di 10 μF che deve essere caricata in alcuni msec. (Il limite della resistenza di scarico è dato dal massimo valore ammesso per la resistenza di fuga di griglia compresa la resistenza di filtraggio). Questa condizione si può soddisfare con una sorgente della tensione di regolazione a bassa impedenza (amplificatore catodico fig. 9). Per un circuito come quello della fig. 9*b* e per una piccola variazione della tensione in entrata (supposto $\mu \gg 1$) si ottiene

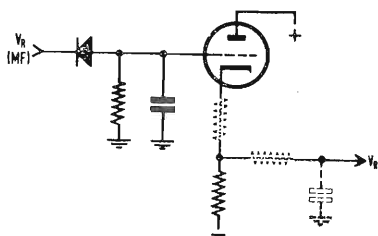



Fig. 12 - Amplificatore catodico per evitare la carica del circuito $R-C$ dalla parte della tensione di regolazione.

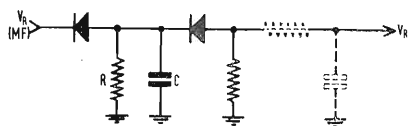



Fig. 13 - Circuito a diodo per evitare la carica del circuito $R-C$ dalla parte della tensione di regolazione.

una costante di carica pari a:

$$\tau_{scar} = \frac{R_L \cdot R_K \cdot C}{S \cdot R_L \cdot R_K + R_L + R_K} \approx$$

$$\approx \frac{C}{S} \qquad [5]$$

τ in msec;
R_L, R_K in kΩ;
C in μF;
S pendenza in mA/V.

A causa della caratteristica della valvola, una grande variazione della tensione in entrata può dar luogo ad una variazione del tempo di carica. La carica del condensatore avviene quando la valvola viene comandata nel senso negativo a causa del condensatore, che durante la carica si trova in parallelo alla resistenza catodica, la tensione del catodo non segue, immediatamente le variazioni della tensione di griglia. Ciò succede sopratutto quando la resistenza catodica ed il condensatore hanno valori elevati. Perciò il punto di lavoro della valvola viene spostato in un campo di minore pendenza. Secondo la formula superiore una minore pendenza dà un maggiore tempo di carica.

Ricordiamo però che con il noto integratore di Miller opportunamente modificato si può aumentare il tempo di scarica, in modo che si può rinunciare alla sorgente a bassa impedenza (fig. 10). Il tempo di scarica vale:

$$\tau_{car} \approx \frac{\mu \cdot R_c (R_a + R_k)}{R_a + R_i + R_k} \cdot C \qquad [6]$$

μ = fattore di amplificazione della valvola;
R_i = resistenza interna della valvola.

Inoltre in questo circuito il tempo di carica non è piccolo a piacere ma vale:
$\tau_{car} \approx R_a \cdot C$

Per aumentare il tempo di scarica si può anche usare una valvola controreazionata (fig. 11). Il tenpo di carica viene allora fissato dalla resistenza interna della sorgente e da C. La costante di tempo di scarica valc:
$\tau_{scar} = \mu \cdot R_c \cdot C$

Si deve osservare che in questo circuito si ha una forte linearizzazione della curva di scarica.

Per evitare che l'elemento che dà la la costante di tempo possa essere caricato dalle valvole e possa bloccare così il ricevitore, come succede per esempio a causa della corrente di griglia di una valvola amplificatrice provocata da un forte impulso di disturbo, si inserisce negli apparecchi più grandi una valvola separatrice (fig. 12). Lo stesso risultato si può ottenere con un diodo che è collegato in modo da bloccare la corrente di griglia (fig. 13). Si deve però fare attenzione in ambedue i casi che la costante di tempo del regolatore filtro sia piccola in modo da non permettere alti accumuli di cariche.

4.1. - Costanti di tempo nel caso della ricezione A_1.

Si tende ad avere una piccola costante di tempo per evitare le sovraoscillazioni. Ciò vale sopratutto per il primo impulso dopo una pausa, quando il condensatore di carica che fissa la costante di tempo si è in parte scaricato. Le influenze dei vari elementi di ritardo sono raccolte nella fig. 14. Nella fig. 14a si è supposto che la resistenza interna della sorgente della

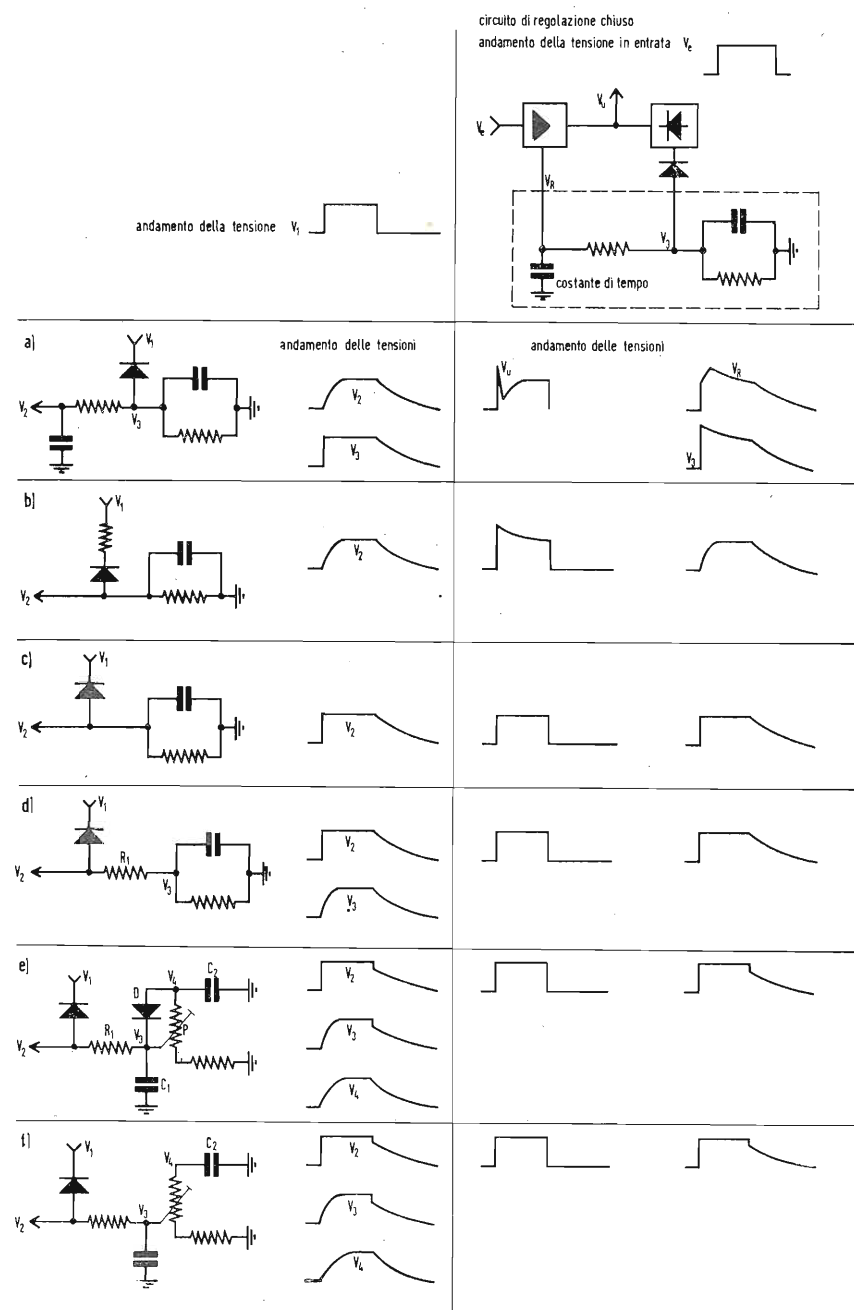



Fig. 14 - Comportamento dei diversi circuiti per la costante di tempo.

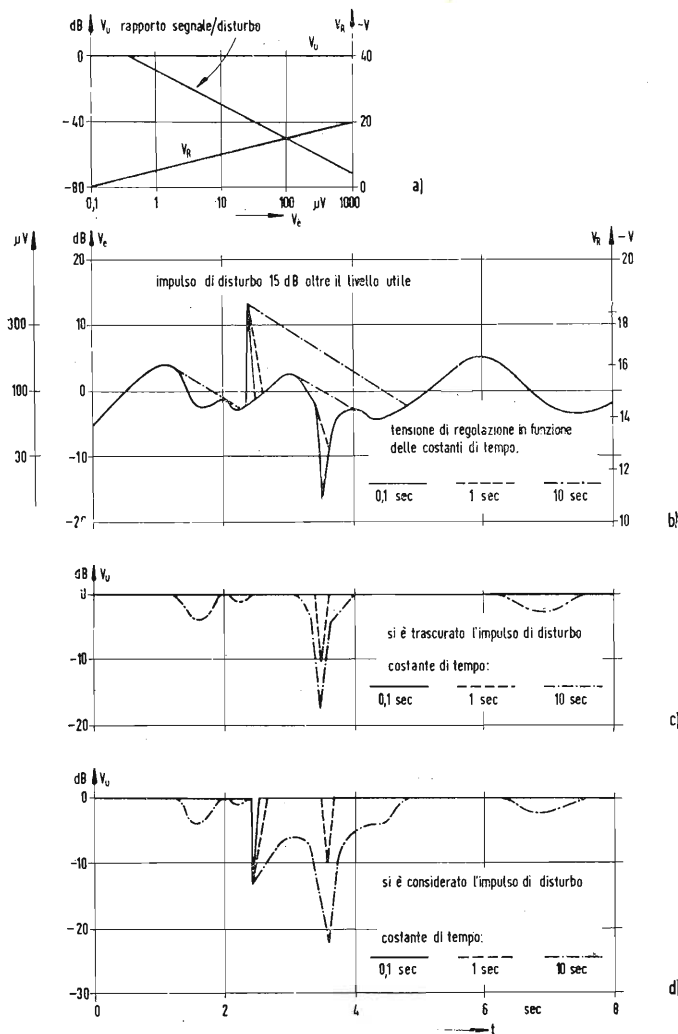



Fig. 15 - Livello in uscita V_u in funzione della tensione in entrata V_e, degli impulsi di disturbo e delle costanti di tempo per un circuito come in fig. 14 *c*.

tensione di regolazione sia molto piccola in modo che il condensatore può essere caricato rapidamente attraverso il diodo. Nella linea di regolazione è inserito un filtro con una grande costante di tempo. Nella parte sinistra della figura si vede come si comporta l'elemento che dà la costante di tempo da solo. Si vede che l'aumento della tensione ai capi del condensatore (V_3) segue quello della sorgente di tensione (V_1). L'aumento dopo l'elemento filtrante (V_2) corrisponde però alla sua costante di tempo. La curva di scarica corrisponde a quella del condensatoredi carica. Nella parte destra della figura si vede come si comportano la tensione di uscita e la tensione di regolazione nel caso di un segnale elevato, lungo e costante all'entrata dell'amplificatore regolato. All'aumento della tensione in entrata corrisponde un aumento della tensione di uscita superiore a quello di un'oscillazione normale (sovraoscillazione). Poi la tensione in uscita assume un valore inferiore ed infine si porta al valore esatto.
Questo comportamento è dovuto al fatto che la tensione in uscita raddrizzata può sì caricare rapidamente il condensatore, però l'amplificazione viene ridotta lentamente per la presenza del filtro. La successiva diminuzione dell'uscita è causata dalla forte sovraregolazione. La fig. 14*b* rappresenta le condizioniche si hanno quando la sorgente della tensione ha una forte resistenza interna ed il condensatore non può caricarsi rapidamente.

Si suppone che la costante di tempo del filtro sia piccola.

Si ha allora solo una sovraoscillazione all'inizio dell'impulso.

La fig. 14*c* rappresenta le condizioni ideali. La condizione in uscita ha la stessa forma della tensione in entrata. In pratica si riconosce però che non è male rendere la costante di carica molto piccola. Qualsiasi segnale in alta frequenza di ampiezza superiore a quella del segnale utile carica il condensatore e blocca il ricevitore. Però una maggiore costante di tempo di carica ha come conseguenza una sovraoscillazione. Questo inconveniente si può però superare in modo abbastanza semplice.

Nella fig. 14*d* in serie al condensatore si trova la resistenza R_1. Gli impulsi di disturbo molto brevi non riescono più a caricare il condensatore, però la tensione continua da essi generata può arrivare alle valvole come tensione di regolazione. Se si fa in modo che nel filtro non ci sia alcuna possibilità di accumulo il ricevitore si sblocca non appena è cessato l'impulso. Il tempo di carica deve essere regolato in modo che alla fine del segnale la tensione ai capi del condensatore abbia pressapoco il valore della tensione di regolazione affinchè durante le pause il fruscio e gli altri rumori non vengono inutilmente amplificati. Si raccomanda quindi di adottare questa resistenza R_1 e la costante del tempo di scarica alle condizioni della ricezione. Si deve tener conto del voltaggio che con questa resistenza la sorgente della tensione di regolazione può essere ad alta impedenza.

Purtroppo in pratica i segnali che arrivano al ricevitore non sono costanti ma la loro ampiezza varia anche durante lo stesso impulso (infatti se non fosse così si potrebbe rinunciare al CAV). Se durante un impulso o una serie di impulsi si ha una variazione dell'ampiezza, la costante di tempo della scarica deve essere così bassa da permettere la compensazione della ampiezza con una variazione dell'amplificazione. Quanto più può essere rapida la variazione di ampiezza tanto minore deve essere la costante di tempo. Però per evitare il rumore durante le pause il tempo di scarica dovrebbe essere abbastanza lungo. Si deve trovare anche in questo caso il migliore compromesso fra lunghezza delle pause, durata delle variazioni e costanti di tempo.

La fig. 14*e* mostra un circuito derivato da quello della fig. 14*d*, esso lavora con due diverse costanti di tempo di scarica. Ambedue i condensatori di carica vengono caricati attraverso R_1, infatti durante la carica di C_2, il potenziamento P è cortocircuitato dal diodo. La piccola costante di tempo di C_1 permette di seguire delle rapide

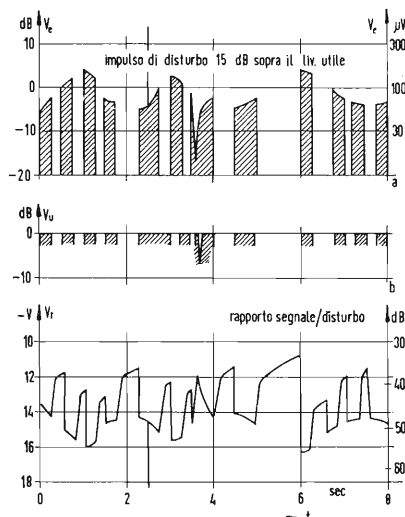



Fig. 16 - Livello in uscita V_u e distanza di rumore in funzione della tensione in entrata V_e nel caso della ricezione A_1 circuito come in fig. 14 *e*.

variazioni di tensione in entrata, ma però si possono seguire delle pause molto lunghe. Per la grande vale naturalmente il contrario. La tensione accumulata da C_2 viene ripartita con il potenziometro *P*. Durante una pausa il condensatore C_1 si scarica fino al valore stabilito con *P*. Da questo punto in avanti la tensione di regolazione segue la costante di tempo di C_2. Si possono quindi regolare delle brusche e profonde variazioni dell'intensità del segnale. L'azione è diversa secondo la posizione del regolatore *P*. Se esso viene spostato verso il terminale di terra si accorcia ulteriormente la costante di tempo corta e diminuisce la tensione alla quale entra in funzione la costante lunga. Questa posizione va quindi scelta nel caso di variazioni del segnale molto profonde e veloci.

Questo vantaggio viene però pagato con l'inconveniente di avere durante le pause un maggiore disturbo.

Facciamo notare che qualche volta si preferisce una costante di tempo più lunga anche con la ricezione A_3 nonostante che in queste condizioni la portante sia trasmessa con continuità.

Nel caso di un fading selettivo della portante e una costante di tempo minore il ricevitore aumenta rapidamente l'amplificazione e cresce pure la tensione in uscita delle bande laterali. Perciò con dei forti gradi di modulazione si hanno, a causa delle portante troppo bassa, delle forti distorsioni non lineari che con un volume elevato sono poco piacevoli da sentire.

Nella ricezione ad una sola banda A_{3a}/A_{3b} le distorsioni non lineari vengono eliminate con la demodulazione.

La regolazione di ampiezza si fa allora in questo caso in base alla variazione del residuo di portante. Però con delle costanti di regolazione corte si può avere un livello molto elevato nelle bande laterali che può portare ad una sovraregolazione. Una costante di tempo lunga ha come conseguenza una piccola e continua variazione del livello di uscita. Un buon compromesso si può ottenere con il circuito della figura 14*f*.

Il principio corrisponde quasi esattamente a quello della fig. 14*e*. L'unica differenza è la mancanza del diodo. A causa della presenza continua della portante non è più necessario che la carica di C_2 sia rapida come invece occorre nella ricezione dei segnali telegrafici.

4.2. - Regolazione con diverse costanti di tempo.

Per finire vogliamo studiare il comportamento di un circuito di regolazione costruito con gli elementi della fig. 14 nel caso di fading o di disturbi a forma di impulso.

La fig. 15*a* mostra l'andamento ideale della tensione in uscita, della distanza di rumore e della tensione di regolazione che dovrebbe possedere un buon ricevitore moderno per onde corte. Nella fig. 15*b* è rappresentato un andamento ipotetico della tensione in entrata per un impulso di disturbo di + 15 dB, seguito da una forte e breve diminuzione del segnale.

Sulla stessa figura si vede anche lo andamento della tensione di regolazione per tre diverse costanti di tempo con un circuito come quello della fig. 14*c*.

Con una costante di tempo pari a 0,1 sec o meno la tensione di regolazione segue quasi esattamente la tensione in entrata. (Nel disegno si sono scelte due scale diverse in modo da far coincidere le due curve). Già con un tempo di scarica di 1 sec la tensione di regolazione non riesce più a seguire le variazioni della tensione in entrata.

Nella fig. 15*c* si vede fino a qual punto la tensione in uscita viene mantenuta costante. Si è trascurato in questo caso l'impuslo di disturbo. Con una costante di tempo di 0,1 sec vengono compensate tutte le variazioni della tensione in entrata. Nel caso di 1 sec si ha una punta negativa di circa 10 dB. Nel caso di 2,5 sec si hanno diverse punte negative la più bassa delle quali arriva a 17,5 dB.

Nella fig. 15*d* si è considerato anche l'impulso di disturbo. A causa della bassa resistenza della sorgente il condensatore viene caricato anche se lo impulso è molto breve e poi, durante il periodo di scarica, l'amplificazione è troppo piccola. Quindi questo impulso anche con la costante di tempo di 0,1 sec provoca una breve e profonda rottura della tensione in uscita. Con una costante di tempo di 10 sec aumenta la durata e la profondità di questa rottura anche perchè il condensatore non riesce a scaricarsi completamente fra l'impulso di disturbo ed il successivo fading.

La fig. 16 rappresenta le condizioni che si hanno nel caso della ricezione A_1 ed impiego di un elemento come quello della fig. 14*e*. La tensione in entrata ha ancora l'andamento della fig. 15*d* però è formata da impulsi staccati.

Il segnale in uscita è rappresentato dalla fig. 16*b*. In un solo impulso c'è una punta negativa di 7,5 dB. Ciò è dovuto al fatto che la costante di tempo corta non riesce a seguire la tensione in entrata ed in ogni caso potrebbe farlo solo fino al valore stabilito con il regolatore *P*, oltre il quale la scarica avviene con una maggiore costante di tempo. L'impulso di disturbo non ha invece alcun effetto sulla tensione in uscita. Durante la sua durata esso viene portato come tensione di regolazione alle valvole però non può essere accumulato a causa di R_3 e quindi non dà luogo ad una successiva diminuzione della tensione in uscita.

La distanza del rumore e la tensione di regolazione sono rappresentate nella fig. 16*c* con i dati del ricevitore della fig. 15*a* e con una scala opportuna le due curve coincidono. Durante gli impulsi si ha una minore distanza di rumore ed una minore tensione di regolazione che diminuiscono dapprima rapidamente e poi lentamente seguendo le due diverse costanti di tempo.

Le rapide variazioni della tensione in entrata vengono regolate con la costante di tempo corta. Le pause vengono superate con la costante di tempo lunga, rimettendoci tuttavia come distanza di rumore. Si deve ricordare anche che la soglia oltre la quale vale la costante di tempo lunga si sposta con la tensione in entrata. Con la stessa posizione del potenziometro e con una maggiore tensione in entrata si possono compensare dei fading più profondi.

A.

dott. ing. Pasquale Postorino

Apparecchio di prova per transistori(*)

E' un apparecchio destinato a misure della corrente di perdita del collettore, con il circuito di base aperto, e il guadagno di corrente con emettitore a massa e collettore cortocircuitato. Con queste due misure si possono rivelare la maggior parte dei difetti del transistore in prova.
Si danno indicazioni per la costruzione e l'uso dello strumento di misura.

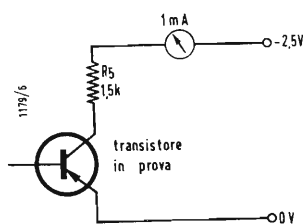



Fig. 1 - Misura di I_{cbo}, corrente di perdita del collettore. La misura viene effettuata a una tensione compresa tra 1 e 2,5 V. R_5 limita la corrente in caso di corto-circuito del transistore.

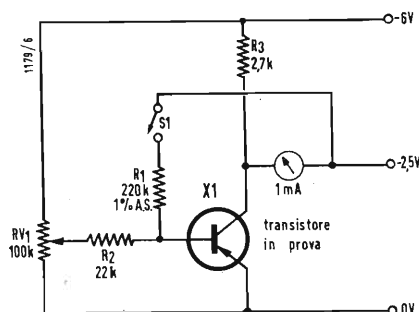



Fig. 2 - Misura di β, guadagno di corrente. Impiegando questo metodo di misura si possono compiere una serie di piccoli errori, la maggior parte dei quali può essere ridotta o eliminata.

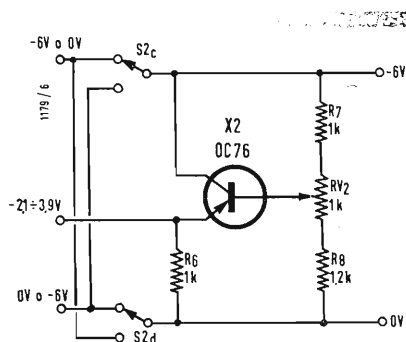



Fig. 3 - Tensioni di alimentazione del transistore in prova.

NELLA PROGETTAZIONE o nella manutenzione di un'apparecchiatura a transistori è necessario avere a disposizione uno strumento, atto a misurare la « bontà » di un transistore. Teoricamente si dovrebbero ricavare sei o più curve caratteristiche e confrontarle con i dati del costruttore. Dato che ciò comporta una lunga serie di operazioni, nonchè l'impiego di molti apparecchi costosi, è stato studiato, per la prova dei transistori, un apparecchio molto semplice che qui ci accingeremo a descrivere.
I parametri da misurare sono I_{cbo} (indicata anche con I'_{co}), cioè la corrente di perdita del collettore, con il circuito di base aperto e β (indicato anche con α'), cioè il guadagno di corrente, con emettitore in comune (a massa) e collettore cortocircuitato.
Con queste due misure si riveleranno la maggior parte dei difetti del transistore.
Per evitare danni accidentali ai transistori in prova, le misure vengono effettuate a ben determinati bassi valori di corrente e di tensione.
Si possono fare le seguenti misure:

a) I_{cbo}, da 0 a 1 mA (V_{ce} = 2,5 V fino a 1 V a secondo della corrente di perdita)

b) β, da 5 a 100 (V_{ce} = 2,6 V; I_c = 1,3 mA fino a 2,3 mA).

L'apparecchio è adatto per la prova di transistori al germanio con giunzione *p-n-p* oppure *n-p-n* e con dissipazione fino a circa 200 mW. Si possono provare anche elementi al silicio, ma il valore di β misurato sarà un po' inferiore al valore reale.

1. - MISURA DI I_{cbo}.

La corrente di perdita del collettore non è in stretta dipendenza con la tensione, finchè non viene raggiunta la tensione di rottura del collettore. Per convenienza si esegue la misura ad una tensione d'alimentazione fra 1 e 2,5 V, a seconda del valore della corrente di perdita. La fig. 1 mostra un circuito per la misura di I_{cbo}. Se il transistore dovesse essere in corto-circuito, R_5 limiterebbe la corrente dello strumento indicatore a 1,65 mA.

2. - MISURA DI β.

Il metodo consiste nel disporre il transistore in maniera che l'emettitore sia connesso a massa, in modo che la corrente nel collettore possa superare il valore di 1,3 mA. Se ora si aumenta di i la corrente di base, la corrente del collettore aumenterà di $\beta \cdot i$, ammettendo — però — che il valore di β non cambi, quando si aumenta la corrente del collettore. In pratica c'è una piccola variazione di β, ma ciò non influisce molto sulla misura.
Se facciamo $i = 10\ \mu$A e diamo a β un valore massimo di 100, allora, quando è $\beta = 100$, sarà $\beta \cdot i = 1$ mA. Ammesso che si possa abbassare la corrente iniziale di 1,3 mA del collettore, l'aumento di corrente nel collettore può essere reso visibile su un milliamperometro della portata di 1 mA, tarato da 0 a 100. Si può leggere, così, direttamente il valore di β.
La fig. 2 mostra il circuito impiegato per misurare β.
Con S_1 aperto, la corrente del collettore viene controllata da $R\ V_1$, che regola la corrente della base. Quando è I_c = 1,3 mA, la caduta di tensione, dovuta alla resistenza di carico del collettore R_3, è tale per cui è V_c = 2,5 V. Poichè entrambi i capi del milliamperometro sono ora allo stesso potenziale, lo strumento non potrà essere attraversato da alcuna corrente e l'indice segnerà zero.
Quando S_1 è chiuso, la base sarà percorsa da una corrente addizionale di 10 μA (approssimativamente 2,5 V/R_1), aumentando la corrente del collettore di $10 \cdot \beta\ \mu$A.
Se la resistenza dello strumento è molto minore della resistenza di carico del collettore, tutta la corrente addizionale del collettore attraverserà lo

(*) PREWETT, J. N., Transistor Test Set Measurement of Collector Leakage and Current Gain, *Wireless World*, agosto 1958, pag. 369.

strumento indicatore. Poichè lo strumento ha una portata di 1 mA ed è tarato da 0 a 100, l'indicazione dello strumento darà il valore di β.

Impiegando questo metodo di misura si fa una quantità di piccoli errori, la maggior parte dei quali possono essere ridotti o eliminati. Le fonti di questi errori sono:

a) lo strumento di lettura,

b) la corrente i attraverso R_1,

c) la frazione di i che circola nella base del transistore, data la resistenza non infinita della base,

d) la frazione dell'aumento della corrente nel collettore, che attraversa lo strumento, determinata dalla resistenza dello strumento stesso e dalla resistenza interna della sorgente dei 2,5 V,

e) la variazione di β con la corrente del collettore.

Se si impiega uno strumento indicatore piccolo, la lettura a fondo scala può essere infirmata da un errore, che può arrivare fino al 10%. Questo errore può essere eliminato nel modo seguente.

Si inserisca lo strumento, con in serie una resistenza ad alta stabilità di 2,5 kΩ tolleranza 1%, tra i punti 2,5 V e 0 V e si regoli la tensione della sorgente dei 2,5 V in modo da avere sullo strumento un'indicazione di fondo scala. Se, poniamo, lo strumento darà un valore più alto del 10%, la tensione della sorgente dei 2,5 V sarà del 10% inferiore al suo valore nominale (trascurando la resistenza dello strumento in confronto ai 2,5 kΩ).

Tornando ora alla fig. 2, la corrente che attraversa R_1, sarà inferiore del 10% e la corrente addizionale del collettore sarà inferiore del 10%. Ma poichè lo strumento dà un valore maggiorato dello stesso ammontare, l'errore sarà corretto.

Per la maggior parte dei transistori in prova la tensione base-emettitore sarà approssimativamente di 0,15 V e la resistenza di pendenza d'ingresso sarà dell'ordine di 1 kΩ. Di conseguenza la corrente, che attraversa R_1, è soltanto $(2{,}50 - 0{,}15)/R_1$ invece di $2{,}5/R_1$.

Una piccola percentuale di questa corrente circola anche in R_2, invece di circolare nella base del transistore, e la quantità di questa corrente dipende dalla posizione di $R\ V_1$.

Bisogna poi tener conto della resistenza dello strumento e della resistensa interna della sorgente, la cui somma è uguale a circa 100 Ω (la resistenza dello strumento è di circa 80 Ω), per cui una piccola percentuale della corrente addizionale del collettore circolerà nella resistenza di carico R_3, invece di circolare nello strumento.

In dipendenza di queste tre cause lo strumento fornirà una indicazione, per la maggior parte dei transistori, con un errore in meno del 10 ÷ 14 %.

Perciò il valore di R_1 dovrebbe essere ridotto, poniamo, del 12% rispetto al suo valore calcolato teoricamente. La semplice teoria dice che bastano 10 μA per avere ai capi di R_1 una tensione di 2,5 V, cioè si avrebbe: $R_1 = 2{,}5/10 = 0{,}25\ M\Omega$

Il valore corretto (inferiore, cioè, del 12% rispetto a quello teorico) è perciò dato da: $88/100 \times 0{,}25\ M\Omega = 220\ k\Omega$. Si dovrebbe preferibilmente scegliere un tale valore ed impiegare una resistenza ad alta stabilità con tolleranza dell'1%.

L'errore dovuto alla variazione di β con la corrente del collettore si può rilevare soltanto dai dati di listino del transistore in prova. L'errore dovrebbe essere trascurabile per i tipi con basso fattore di amplificazione, aventi una corrente massima del collettore di 10 mA. Nel caso di transistori studiati per gli stadi finali audio di classe B o per circuiti a flip-flop, come il tipo 0C72 e 0C76, il valore massimo di β si ha per una corrente del collettore di circa 4 mA ed il valore di β, misurato su questo apparecchio di prova, può essere del 10 o del 20% al di sotto del massimo.

3. - ALIMENTAZIONI.

Per la prova di un transistore *p-n-p* si richiedono le seguenti tensioni di alimentazione:

Tensione di alimentazione del carico del collettore = — 6 V

Tensione di alimentazione dello strumento indicatore = — 2,5 V

Tensione di alimentazione dell'emettitore = 0 V

Le tensioni corrispondenti per un transistore *n-p-n* sono:

$$\left.\begin{matrix} +6\ V \\ +2{,}5\ V \\ 0\ V \end{matrix}\right\} \begin{matrix} \text{oppure} \\ \text{similmente} \end{matrix} \left\{\begin{matrix} -0\ V \\ -3{,}5\ V \\ -6\ V \end{matrix}\right.$$

Perciò per poter provare tanto i transistori *p-n-p*, quanto quelli *n-p-n* è necessario poter scambiare la polarità della tensione di alimentazione al collettore ed all'emettitore e regolare la alimentazione dello strumento, per esempio, tra — 2,1 V e — 3,9 V.

Il campo di regolazione più ampio di quello strettamente necessario (come qui sopra riportato) serve per coprire il campo necessario per la regolazione della tensione della batteria, man mano che questa « invecchia », e per tutti gli aggiustaggi necessari per eliminare gli errori, sopra descritti, dello strumento.

L'alimentazione dello strumento può essere derivata da un potenziometro a bassa resistenza (100 Ω), che lasci passare 60 mA o da un emettitore reazionato il cui circuito abbia un assorbimento totale di circa 5 mA. Data la bassa impedenza d'uscita di circa 25 Ω, l'ultimo sistema offre ovviamente il vantaggio di un assorbimento di corrente molto basso.

Lo schema di principio è rappresentato in fig. 3. Il potenziale di base del transistore X2 è regolato dal potenziometro TARATURA RV_2. Il potenziale dell'emettitore X_2 assume il valore corrispondente ad una piccola frazione di un volt piú positiva di quello della base per ogni mutamento di decine di mA nella corrente dell'emettitore. L'emettitore di X_2 è perciò una sorgente a bassa impedenza ed è l'ideale per l'alimentazione dello strumento indicatore.

Con i valori riportati nella figura l'impedenza d'uscita dello emettitore è di circa 25 Ω.

S_2 è un deviatore a 2 posizioni. Dato che la corrente di alimentazione circola in direzioni opposte per i transistors *p-n-p* e *n-p-n*, anche lo strumento deve essere provvisto di un deviatore a due posizioni.

4. - APPARECCHIO DI PROVA COMPLETO.

La fig. 4 mostra lo schema di principio dell'apparecchio di prova con inseriti i circuiti della fig. 1, 2 e 3 ed i commutatori addizionali.

S_2 è un commutatore a 4 posizioni ed ha la funzione di predisporre il circuito per la prova di un transistore *p-n-p* oppure di un transistore *n-p-n*.

S_1 è un commutatore che ha la funziome di inserire o disinserire l'apparecchio e di selezionare i vari circuiti di prova nell'ordine e come qui sotto descritto:

Posizione 1 – Batteria esclusa,

Posizione 2 – La tensione di alimentazione dello strumento indicatore può essere prelevata da $R\ V_2$ (indicazione TARATURA).

Posizione 3 – Viene realizzato il circuito di fig. 1 e lo strumento darà il valore di I_{cbo}.

Posizione 4 – Viene realizzato il circuito della fig. 2 (con S_1 aperto) ed a mezzo di $R\ V_1$ (indicazione BILANCIAMENTO) viene portata a zero l'indicazione dello strumento.

Posizione 5 – Si fa circolare nella base del transistore in prova una corrente addizionale di 10 μA ed il valore di β può essere letto direttamente sullo strumento.

Desiderando far funzionare l'apparecchio di prova con una batteria a 4,5 B, il valore di R_3 dovrà essere ridotto a 2,2 kΩ.

In questo caso β sarà misurato nel campo di corrente del collettore da 0,9 a 1,9 mA, se la tensione d'alimentazione dello strumento rimane fissa a 2,5 V (cioè 2 V ai capi di R_3).

5. - MATERIALI E REALIZZAZIONE.

L'apparecchio di prova è stato rea-

lizzato, disponendo i suoi componenti sul fondo di una scatola di 23 × 10 × 5. cm.
Si può variare la disposizione dei componenti a seconda delle dimensioni e della forma della scatola impiegata.
Qualora l'apparecchio dovesse rimanere inattivo per lunghi periodi di tempo, è consigliabile usare una batteria esterna, poichè, se dovesse saltare un elemento della batteria incorporata nello apparecchio, i danni, che questo subirebbe sarebbero considerevoli.
S_1 è un commutatore a 4 posizioni e 5 vie. La spazzola di S_{1a} deve essere di larghezza doppia in modo che, quando essa si trova nella posizione 5, possa mantenere ancora il contatto sulla posizione 4. La spazzola di S_{1c} dovrebbe preferibilmente essere non cortocircuitabile, quando si cambiano le posizioni del commutatore. Il commutatore S_2 può essere un commutatore dello stesso tipo di S_1, oppure può consistere in due deviatori adiacenti a due posizioni. Se è del primo tipo bisogna che le spazzole non siano cortoircuitabili in maniera tale da impedire il danneggiamento della batteria, quando si passa dal circuito di prova di un transistore *p-n-p* a quello di un transistore *n-p-n.*
In alternativa si può impiegare un commutatore a tre posizioni, con una posizione intermedia « indifferente » (per la quale la batteria sarà ancora inclu sa).
Lo strumento indicatore può essere un piccolo e robusto strumento tarato da 0 a 1 mA. È così facile suddividere mentalmente la scala in cento parti per leggere β, che non vale la pena segnare tutte le suddivisioni.
È stato scelto per X_2 un 0C76, perchè al momento è uno dei transistori, fra quelli offerti dal mercato, più adatti ed è pure di prezzo ragionevole. Si può adottare anche, se si ha a disposizione, un 0C72, oppure qualsiasi altro piccolo (non del tipo sub-miniatura) transistore, il cui β sia maggiore di 30.
R_1 e R_4 dovrebbero essere resistenze a carbone ad elevata stabilità con tolleranza dell'1%. Si possono impiegare anche resistenze selezionate con tolleranza del 5% o del 10%, ma ciò andrebbe a discapito della qualità dello apparecchio, specialmente con il loro invecchiamento.
Le altre resistenze sono da 1/4 W, tolleranza 10%.
Per l'inserzione della batteria e per collegare il transistore in prova si sono impiegati dei morsetti da 5 A. Il cablaggio relativo all'emettitore, alla base ed il collettore è il medesimo sia che si provi un transistore *p-n-p*, come un transistore *n-p-n*. La batteria impiegata è del tipo di quella a secco per pile tascabili o simile.

6. - ISTRUZIONI D'USO DELL'APPARECCHIO.

Collegare la batteria con la polarità giusta all'apparecchio di prova. Un collegamento errato n n danneggerà l'apparecchio, ma l'indice dello stru mento, quando S_1 è in posizione TARATURA, devierà dalla parte opposta.
Mettere il commutatore (di polarità) su *p-n-p-* oppure su *n-p-n-*, secondo quanto richiesto. Una eventuale inversione non danneggerà il transistore in prova, ma si misurerà le corrente di perdita I_{ebo} dell'emettitore, che è di solito di molto inferiore alla corrente I_{cbo}, che è quella da misurare. Ed in più con una tale inversione ci si mette nell'possibilità di azzerare lo strumento quando il commutatore S_1 è in posizione BILANCIAMENTO.
Inserire il transistore nello zoccolo nella giusta maniera. Scambiando l'emettitore col collettore non si danneggerà il transistore, ma, a causa del valore molto basso di β, che si ha quando il transistore è così collegato, diventa impossibile portare a zero l'indice dello strumento.
Portare il commutatore S_1 nella posizione TARATURA e regolare il potenziometro di taratura $R\ V_2$ finchè l'indice dello strumento si porta a fondo scala.
Portare il commutatore S_1 nella posizione I_{cbo} (posizione 3) e leggere il valore di I_{cbo}. Per la maggior parte dei transistori tale valore, a tempertura ambiente, sarà compreso tra 10 e 400 μA. Se lo strumento va fuori scala, mettere in corto i terminali dell'emettitore e della base. Se si leggerà un valore molto basso, vuol dire che il transistore ha un elevato coefficiente di amplificazione. Se l'indice dello strumento rimane invece fuori scala vuol dire che è stata danneggiata la giunzione collettore-base ed il transistore è fuori uso.
Per evitare di danneggiare lo strumento ed il transistore, prima di passare alla fase di prova successiva, girare completamente in senso anti-orario il potenziometro BILANCIAMNTO.
Portare ora il commutatore S_1 nella posizione BILANCIAMENTO, e regolare l'indice dello strumento sullo zero con il potenziometro BILANCIAMENTO $R\ V_1$.
Portare il commutatore S_1 su β e leggere il valore di β sullo strumento (un'indicazione di fondo scala corrisponde ad un $\beta = 100$) Riportare infine il commutatore S_1 indietro sulla posizione 1 (Batteria esclusa) e togliere il transistore in prova.

7. - RISULTATI.

Sono stati misurati i valori di β di un transistore V10/30 e di un 0C72 con questo apparecchio di prova e con un apparecchio in c.a. In questo ultimo caso si è fatta circolare nella base del transistore in prova una corrente di 1 μA, freq. 1000 Hz, ed il valore della corrente (in c.a.) del collettore è stata rilevata, misurando la tensione ai capi di una resistenza di 330 Ω, inserita nel circuito del collettore. La misura fu fatta ponendosi nelle condizioni di (il testo segue a pag. 37)

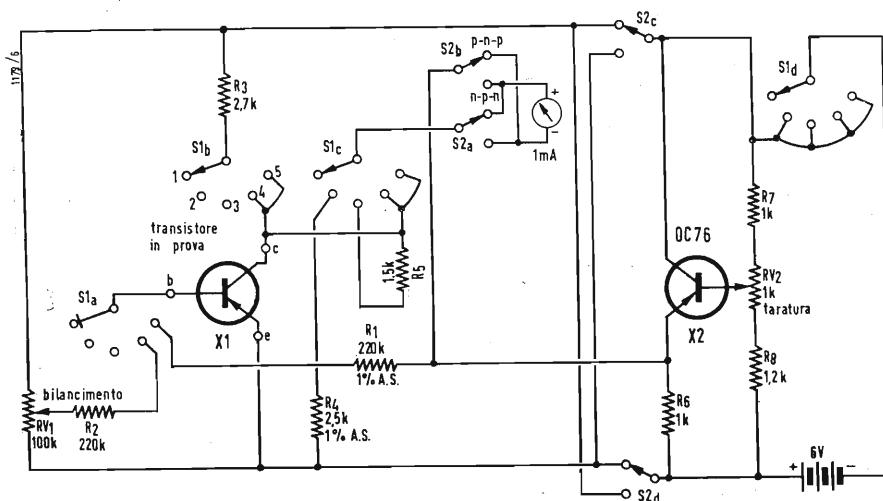



Fig. 4 - Schema di principio dell'apparecchio di prova. Tutte le resistenze sono di ¼ di W, tolleranza 10 % se non altrimenti indicato. Lo schema illustrato è realizzato riunendo gli schemi elettrici delle figure 1, 2 e 3, nonchè i relativi commutatori addizionali. S_1 è il commutatore che ha la funzione di predisporre i vari circuiti di prova. S_2 è invece un commutatore che ha il compito di predisporre il circuito per la prova di un transistore *p-n-p* oppure di un transistore *n-p-n*.

O. Cz.

Le pile solari sovietiche e loro impiego nei satelliti artificiali(*)

L'installazione delle batterie solari sui satelliti artificiali costituisce un esperimento di importanza fondamentale e porterà a disporre di un vastissimo materiale informativo relativo alle condizioni di volo interplanetario.
La preparazione tecnologica dei fotoelementi al silicio è abbastanza complessa. Gli elementi al silicio consentono rendimenti energetici attorno al 12% contro un rendimento teorico del 22%.

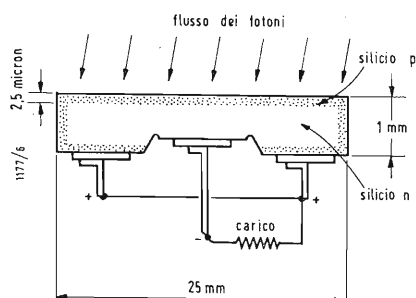



Fig. 1 - Sezione schematica di un fotoelemento al silicio. Lo spessore della lamina è compresa tra 0,7 e 1 mm, la superficie di ciascun elemento è di circa 1 cm^2, con massimi di 5 a 8 cm^2.

CIRCA LE PILE solari di produzione sovietica ed in particolare di quelle montate sullo Sputnik-3, troviamo alcune precisazioni in un articolo a firma di V. Shciòkin, pubblicato sul fascicolo di agosto u.s. della rivista sovietica Radio, a pag. 29.

Si rileva nell'articolo che la potenza della raziazione solare che raggiunge il nostro globo è di circa 85.10^{12} kW dei quali la maggior parte viene riflessa e dispersa nello spazio. Il valore massimo dell'intensità della radiazione solare alla superficie terrestre, raggiunge 1 kW/m^2 ad incidenza normale nella zona equatoriale. A latitudini medie questo valore arriva a 300 W/m^2 d'estate e ancora a 80 W/m^2, d'inverno.

Fra tutti i materiali con proprietà foto elettriche si dà preferenza al silicio il quale oltre ad essere il materiale più adatto alla costruzione delle pile solari, è anche un elemento molto diffuso, costituendo i 25,7% della crosta terrestre.

La preparazione tecnologica dei fotoelementi al silicio con giunzioni *p-n* è abbastanza complessa ma può così riassumersi: con varii metodi, nel silicio chimicamente puro e fuso, si coltivano cristalli di cui i singoli esemplari (monocristalli) vengono successivamente tagliati in lamine sottili e di forma rettangolare o circolare. Per ottenere la giunzione *p-n*, una delle faccie della lamina viene ricoperta da uno strato sottile di boro e portata in forno elettrico ad una alta temperatura alla quale il boro diffonde nel silicio, penetrando in quest'ultimo ad una certa piccola profondità. In seguito a questa operazione, sulla superficie della lamina si forma uno strato *p* di conduttanza per vuoti, mentre l'interno della lamina rimane composta di silicio che sotto l'irradiazione solare acquista una conduttanza elettronica. Allora tra queste due zone si presenta una giunzione *p-n* desiderata.

La fig. 1 dà l'idea della soluzione costruttiva di un fotoelemento al silicio. Lo spessore della lamina comporta 0,7 ÷ 1,0 mm. La sua superficie dipende dalle dimensioni del cristallo dal quale è stata tagliata e può raggiungere i 5 ÷ 8 cm^2, ma rendimenti massimi si hanno con elementi, minori, con superfici attive di 1 cm^2 circa. La forza elettromotrice che si presenta ai capi di un fotoelemento al silicio sotto l'azione dei raggi solari è di 0,5 V. La potenza massima resa dai fotoelementi, comporta da 10 a 12 mW per ogni cm^2 di superficie fotosensibile.

(*) SHCIOKIN, V., *Radio*, agosto 1958, pag. 29.

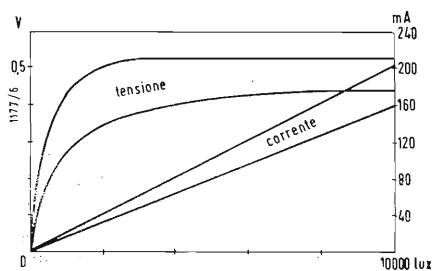



Fig. 2 - Dipendenza della f.e.m. e della corrente di corto circuito in funzione dell'illuminamento di un fotoelemento al silicio avente superficie attiva di circa 6,5 cm^2.

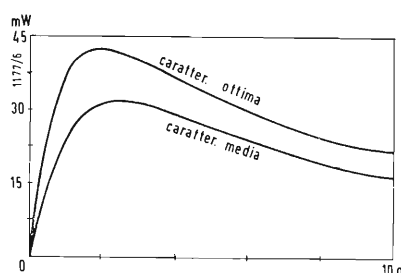



Fig. 3 - Caratteristiche di carico dello stesso fotoelemento di cui al grafico di fig. 2. Il rendimento appare massimo in corrispondenza di un carico di 2 Ω.

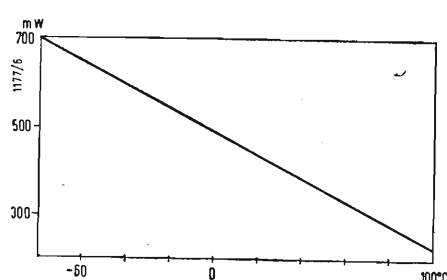



Fig. 4 - Le caratteristiche elettriche di un elemento fotoelettrico sono largamente influenzate dalla temperatura ambiente. La potenza erogata da un fotoelemento scende rapidamente.

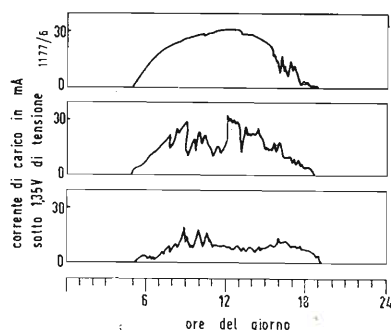



Fig. 5 - Erogazione in milliampere per tensione costante, in tre diversi giorni (rispettivamente di agosto, settembre e ancora settembre, ma con cielo prevalentemente coperto), in funzione dell'ora del giorno, di una batteria di pile solari per carico di un accumulatore.

Il grafico della figura 2 rappresenta la dipendenza della f.e.m. e della corrente di cortocircuito dall'illuminamento di un elemento al silicio della superficie di 6,5 cm². Le caratteristiche di carico dello stesso fotoelemento sono riprodotte sul grafico della fig. 3. Da questa caratteristica si vede che il rendimento è massimo sotto un carico di 2 Ω. La f.e.m. del fotoelemento al silicio è fortemente influenzata dalla temperatura; lo rende visibile il grafico della fig. 4.

Un fattore importante a favore della scelta di silicio come sostanza attiva nei fotoelementi è il suo straordinariamente alto rentimento nei confronti con quello delle altre sostanze. Con fotoelementi al silicio si riesce a trasformare in energia elettrica l'11 e perfino il 13% dell'energia dell'irradiazione solare, contro l'1% circa raggiungibile per mezzo di altre sostanze (selenio, solfuro di tallio, argento solforoso). Pertanto fotoelementi al silicio, dalla superficie utile di 1 m², ad incidenza normale della radiazione solare, potrebbero fornire 100 W di energia elettrica. Teoricamente il valore massimo del rendimento è valutato a 22%, ma non è stato finora raggiunto per causa di perdite varie, difficili ad eliminare.

Nei giorni nuvolosi l'attività di un fotoelemento al silicio continua ridotta, rispetto a quella relativa ad una diretta irradiazione solare. I grafici della fig. 5 rappresentano l'erogazione di corrente in mA in tre giornate diverse di una batteria di pile solari per carico di un accumulatore sotto tensione di 1,35 V. Il primo grafico riguarda una giornata di agosto, prevalentemente serena. Il secondo si riferisce al giorno 5 di settembre in cui il cielo ora parzialmente coperto. Il terzo al 8 settembre con cielo prevalentemente coperto.

Fig. 6 - Valori medi di corrente, nel periodo di alcuni mesi, in un impianto solare con accumulatore di carico. L'impianto era costituito da alcune centinaia di fotoelementi di silicio.

Valori medii di corrente, constatati nel periodo di alcuni mesi in un impianto solare con accumulatore di carico, sono riportati in fig. 6 (con minimo a dicembre). Si accenna nell'articolo che un simile impianto composto da 432 elementi al silicio è stato realizzato per l'alimentazione di una rete telefonica autonoma, funzionante con triodi semiconduttori. Si fà cenno anche all'ingresso della batteria solare al silicio come componente dei radioricevitori sovietici. Precisamente l'Istituto della Radioricezione e dell'Acustica a Leningrado (l'IRPA) ha elaborato un modello di piccolo radioricevitore tascabile, denominato « Sputnik » (compagno di viaggio). La sua batteria solare fornisce 5 V di tensione ed è abbinata ad un piccolo accumulatore. L'apparecchio è munito di sette triodi semiconduttori, copre le gamme delle OM e OL. Potenza d'uscita 100 mW, sensibilità 1500 μV/m. Peso 800 gr.

Nei satelliti artificiali sovietici le batterie solari sono state introdotte per la prima volta sullo Sputnik-3, allo scopo di alimentare gli strumenti scientifici e di misura montati a bordo dello stesso. La batteria è stata suddivisa in 9 sezioni, sistemate in varii punti del satellite.

Anche la stazione radio del satellite, trasmittente su 20,005 MHz, denominata « Majak » (Faro marittimo) è alimentata dalla stessa batteria solare. Durante i passaggi del satellite nella zona d'ombra della terra, l'alimentazione della trasmittente si commuta automaticamente sulle fonti elettrochimiche di corrente.

Informazioni sul comportamento delle batterie solari di bordo durante il volo del satellite consistono nella variazione della durata degli impulsi telegrafici trasmessi. Precisamente allorchè la trasmittente è alimentata dalla batteria solare, il primo segnale che segue al segnale marcatore di 300 msec, ha la durata di 150 msec. Quando invece l'alimentazione avviene dalle fonti elettrochimiche, la durata dello stesso segnale è di soli 50 msec.

L'installazione della batteria solare sullo Sputnik-3 costituisce un esperimento che fornirà un ampio e multilaterale materiale sul funzionamento della stessa in condizioni di volo cosmico e sui perfezionamenti da apportare nelle succesive realizzazioni.

A

Apparecchio di prova per transistori

(segue da pag. 35)

c.c. più prossime possibili a quelle dello apparecchio di prova, che qui descriviamo, e cioè $V_{ce} = -2{,}5$ V, $I_c = -1{,}5$ mA. Si ottenne con i due metodi un errore massimo del 4%. Nella tabella 1 sono dati i valori di β, ottenuti con i due metodi. La concordanza fra i due metodi è da considerarsi abbastanza soddisfacente, specialmente in considerazione che il reale scopo dell'apparecchio si prova a c.c. è quello di controllare i transistori più che fare misure precise per rilevare le loro caratteristiche.

TABELLA 1

Transistor	Valori misurati di β	
	Con apparecchio di prova in c.c.	Con apparecchio di prova in c.a.
V 10/30	45	43
0C72	72	70

Per verificare la sensibilità dell'apparecchio al mutare della tensione di batteria, furono provati alcuni transistori, impiegando una batteria a 4,5 V. I valori di β furono confrontati con quelli ottenuti con una batteria a 6 V, e si è trovato che la variazione in meno dei primi valori era inferiore al 5% per i piccoli transistori ed inferiore al 10% per i transistori a bassa potenza. Questa diminuzione del valore misurato di β, rispetto a quello misurato a 6 V, è causata dall'abbassamento della corrente del collettore dal valore iniziale di 1,3 mA a 0,75 mA.

8. - CONCLUSIONI.

L'apparecchio di prova descritto in questo articolo è stato studiato per misurare con sufficiente esattezza la corrente di perdita del collettore ed il fattore di amplificazione di corrente dei transistors fino ad una dissipazione di collettore di 200 mW, onde stabilire la loro idoneità a venire impiegati in particolari circuiti.

Può essere costruito con una spesa relativamente economica, è semplice, di buona classe ed ha dimostrato, in questi ultimi 18 mesi, il proprio merito.

A

dott. ing. Pasquale Pastorino

Stabilizzazione di tensione con diodi(*)

Applicazione a piccoli motori a batteria

Nei motori alimentati a batteria, la velocità di rotazione è funzione della tensione disponibile ai capi della batteria, della resistenza interna, nonchè dell'effetto di polarizzazione. Le variazioni di velocità assumono una certa gravità allorchè, come nel caso di fonografi o registratori magnetici, sia assolutamente intollerabile avere una sorgente di tensione instabile.

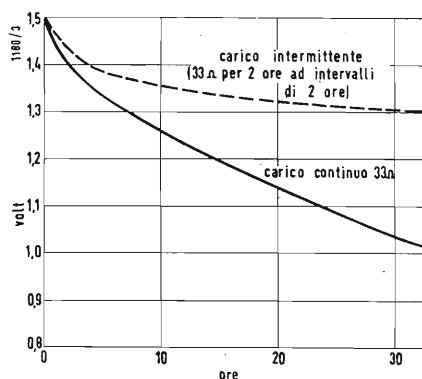



Fig. 1 - Curva caratteristica della variazione della differenza di potenziale ai morsetti di un elemento di pila a secco Leclanché da 1,5 V, in funzione del tempo di funzionamento.

CON L'AVVENTO dei transistori si son potuti realizzare diversissimi tipi di apparecchiature portatili tipo miniature, che hanno suscitato un generale interesse. Fra queste sono da menzionare, per esempio, i fonografi ed i registratori a nastro e a filo.

In questi ultimi tipi di apparecchi vengono montati motori elettrici, progettati per funzionare con alimentazione fornita da piccole batterie. Un siffatto tipo di motore è di solito alimentato con una batteria a 4,5; 6 o 9 V. L'elemento di pila a secco Leclanché non presenta ai suoi morsetti, ma mano che il suo esercizio si prolunga, un valore sempre costante di tensione e di resistenza interna.

Nella fig. 1 è rappresentata una curva caratteristica della tensione ai morsetti di un elemento di pila da 1,5 V.; è rilevabile una caduta alquanto sensibile per le prime ore di funzionamento e poi successivamente sempre meno accentuata.

In pratica è sempre consigliabile progettare un'apparecchiatura, supponendo che la batteria abbia una tensione di lavoro piuttosto inferiore a 1,5 V per elemento. Si sceglie spesso un valore di 1,35 V per elemento, dato che la differenza di potenziale ai morsetti di detto elemento, in uso intermittente, tende a « livellarsi » su questo valore. Il valore della resistenza interna è piuttosto indeterminato; aumenta con l'« età » dell'elemento e varia anche con la quantità di corrente assorbita. Si deve pure considerare l'effetto di polarizzazione, che si presenterà in quell'istante, in cui si richiede alla batteria di fornire un impulso di corrente relativamente grande.

1. - MOTORI A BATTERIA.

Le variazioni di tensione ai morsetti, causate dai fattori summenzionati, possano assumere una certa gravità allorchè, per far funzionare un motore di un fonografo o di un registratore, si richieda una tensione stabile. Il motore, impiegato per questi apparecchi, ha di solito un campo magnetico permanente ed è provvisto di un regolatore centrifugo con comando a frizione. L'efficienza della regolazione è generalmente calcolata piuttosto bassa per mantenere basse le perdite di potenza. Per di più il volano è spesso molto piccolo e non ha un'inerzia sufficiente a compensare adeguatamente le variazioni istantanee della tensione di batteria. Il motore è simile ad un motore con avvolgimento in parallello, per cui si richiede una sorgente a tensione costante piuttosto che una sorgente a corrente costante. All'avvio viene assorbita dalla sorgente una corrente notevole. Il motore, se è alimentato a mezzo di una sorgente a corrente costante, impiegherà un tempo apprezzabile per raggiungere la sua velocità di regime ed in alcuni casi potrà anche non avviarsi del tutto.

Se si volesse far funzionare il motore congiuntamente ad un amplificatore audio di classe B, impiegando a tale scopo una comune batteria di piccola capacità, le fluttuazioni della tensione d'alimentazione, causate dai valori variabili della corrente dello stadio finale, possono essere sufficienti a variare la velocità del motore. Anche quando vengono impiegate batterie distinte, la tensione, all'inizio più alta, può sovraccaricare il regolatore ed aumentare la velocità del motore. In questo caso si è soliti mettere in serie all'avvolgimento d'armatura un resistore variabile; ma questo sistema è del tutto svantaggioso, in quanto bisogna regolare costantemente il resistore per tutta la durata della batteria. Per di più può capitare di sforzare il motore, dato che non si conosce esattamentela tensione applicata.

2. - STABILIZZATORE A DIODO ZENER.

Un metodo per ottenere una tensione stabilizzata può essere quello di sfruttare il punto caratteristico di rottura di un diodo Zener. Questo è un diodo a giunzione *p-n*, di silicio ed aven-

(*) WELLDON, S., Zener diode voltage stabilizer, *Wireless World*, agosto 1958, pag. 381.

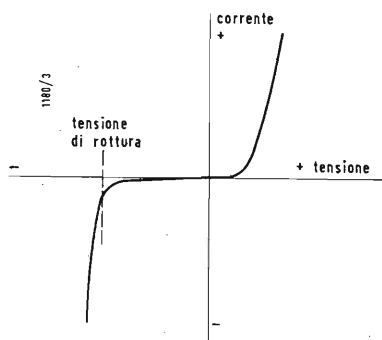



Fig. 2 - Caratteristica tipica di un diodo Zener. Una volta superata la tensione di rottura la caratteristica presenta una pendenza molto ripida.

te una tensione di rottura inversa ben definita.

Scegliendo e controllando accuratamente i materiali usati per la sua fabbricazione, il valore della tnsione, per cui si ha la rottura, può essere contenuto in limiti abbasanza ristretti; questa tensione è stabile per tutta la durata del diodo. I diodi Zener correntemente disponibili hanno tensioni di rottura che vanno dai 3 ai 15 V. La forma della caratteristica è rappresentata in fig. 2. Una volta superata la tensione di rottura la caratteristica presenta una pendenza molto ripida. Il rapporto tensione/corrente riferito a questa parte di caratteristica è conosciuto come resistenza (di pendenza) Zener R_2 ed il suo valore, per avere un'ottima regolazione, dovrebbe essere il più piccolo possibile. Non asme tuttavia un valore costante ben definito e vi possono essere variazioni alquanto sensibili da un tipo ad un altro. La resistenza Zener dipende anche in gran parte dalla tensione di rottura del diodo e tende ad un valore minimo di 5 Ω, o meno, per tensioni di rottura tra i 6 ed i 7 V. Al presente non esiste un metodo da tutti accettato, per definire esattamente la tensione di rottura di un particolare diodo.

Ammetteremo qui per convenienza che il valore di questa tensione sia quello misurato ai capi del diodo, allorchè a corrente inversa in esso circolante sia di 5 mA. E ciò perchè in queste condizioni si è sicuri di avere raggiunto l'inizio della parte lineare della caratteristica tensione/corrente.

La fig. 3 rappresenta un tipico circuito di stabilizzazione di tensione. Il carico è posto in serie allo emettitore di un transistore ed il diodo è inserito nel circuito di base. In serie al diodo è inserita poi una resistenza di limitazione R di valore più grande della resistenza Zener.

Il diodo dovrebbe avere una tensione di rottura leggermente in eccesso rispetto alla tensione richiesta per il carico, dato che c'è sempre una caduta di tensione fra la giunzione base-emettitore. Il transistore serve per isolare il carico dal diodo e deve naturalmente essere capace di sopportare la corrente richiesta dal carico.

3. - ESEMPIO NUMERICO.

Un esempio pratico può utilmente illustrare il principio di funzionamento. Una comune piccola batteria deve far funzionare un fonografo miniature ed un amp.ificatore audio a transistori con stadio finale in push-pull classe B.

Per il fonografo occorrono almeno 4,5 V con assorbimento di corrente di circa 60 mA. L'amplificatore è calcolato per funzionare con una tensione di 6 V. Grossolanamente si è calcolato che quattro piccoli elementi di batteria possano essere sufficienti a fornire la potenza richiesta. Si è scelto un diodo sperimentale EW77, avente una tensione di rottura (come sopra definita) di 5 V. (Recentemente è stato messo in commercio un tipo equivalente di diodo, che consente una maggiore dissipazione, denominato: SX56-5,6 V-300 mW).

Si supponga che la resistenza Zemer sia di 20 Ω, essendo questo un valore, diciamo, tipico per un diodo a 5 V. Si supponga anche che la resistenza Zener sia lineare al di là del punto di tensione di rottura indicato in fig. 2. Facendo riferimento alla fig. 3, la corrente minima, che percorre il diodo, non dovrebbe essere inferiore a 5 mA, poichè la resistenza Zener aumenta in misura apprezzabile quando la corrente nel diodo assume i valori più bassi. La corrente massima nel diodo è determinata dalla massima dissipazione ammissibile nel circuito. Con un EW77 da 150 mW, a temperature ambienti fino a 40°C, la corrente massima per un diodo a 5 V sarà di 30 mA. Tuttavia, per economizzare una certa potenza, può essere consigliabile limitare questa corrente ad un valore leggermente più basso. Se, per esempio, si fissa tale limite a 25 mA, la corrente nel diodo I_z può arrivare ad un massimo di 20 mA e con una resistenza Zener (lineare) di 20 Ω ciòfarà variare la tensione ai capi del diodo da 5 a 5,45 V. La caduta di tensione fra la giunzione base-emettitore è di circa 300 mV, a cui corrisponde una variazione di tensione ai morsetti del motore compresa fra circa 4,7 e 5,1 V. Una tale variazione dovrebbe poter essere facilmente controllata dal regolatore del motore.

La corrente I_b nella base del transistore è uguale a I_e/α_b, dove I_e è la corrente dell'emettittore e α_{fb} la c.c-o il guadagno di corrente del transi. store. Poichè il carico è induttivo e la corrente è ripartita, il valore definitivo di I_e non è facilmente calcolabile. Tuttavia, supponendo che esso sia di 60 mA, impiegando un transistore con un guadagno di corrente di 30, I_b sarà 2 mA. La corrente I_R $(= I_b + + I_z)$, che circola nella resistenza di limitazione R, assumerà un valore minimo di 7 mA ed un valore massimo di 27 mA. Il valore richiesto di R dipende tanto dalla resistenza Zener quanto dalla tensione di alimentazione scelta. Se quest'ultima è di 6 V, la massima differenza di potenziale ai capi di R sarà $6 - 5{,}4 = 0{,}6$ V e quindi R sarà $600/27 = 22$ Ω.

La tensione minima ai capi di R è uguale a 22×7 mA, cioè a circa 150 mV, così che la tensione minima richiesta alla batteria per avere un effetto di stabilizzazione è di 5,15 V.

In questo caso, il funzionamento con un'alimentazione a 6 V accorcerebbe di molto la durata della batteria. Sarebbe più economico quindi portare la tensione di alimentazione, per esempio, a 7,5 V (impiegare cioè 5 elementi). Il valore di R dovrebbe allora essere aumentato a 82 Ω (in pratica ad un valore il più vicino possibile) e la tensione minima di batteria diventerebbe 5,57 V. Se R viene ridotta ad un valore tale da permettere una corrente massima nel diodo di 30 mA, si abbassa così la tensione minima di batteria. Tuttavia, poichè l'assorbimento iniziale di corrente è più elevato, la «vita» della batteria tenderà ad accorciarsi piuttosto che ad allungarsi.

Se si sceglie un'alimentazione a 7,5 V e se si vuole impiegare un'unica batteria tanto per lo stabilizzatore quanto per l'amplificatore, essa deve naturalmente poter fornire una tensione a valore più elevato. Una tale soluzione non dovrebbe d'altronde presentare al-

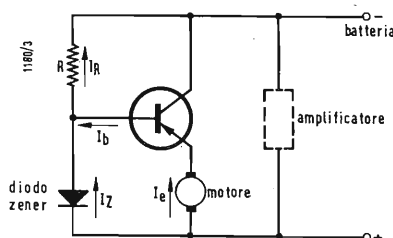



Fig. 3 - Circuito per la stabilizzazione di tensione a mezzo di un diodo Zener. Il carico è posto in serie allo emettitore di un transistore ed il diodo è inserito nel circuito di base. In serie al diodo è inserita una resistenza di limitazione R, il cui valore è più elevato della resistenza Zener.

cuna difficoltà. La potenza dissipata nel transistore è $I_e \times (V_{batt} - V_{motore})$, cosichè il suo valore dipenderà dalla tensione d'alimentazione e dalla corrente assorbita dal carico. La prima varierà durante la « vita » della batteria e la seconda varierà con la variazione della velocità del motore.
Con un'alimentazione di 7,5 V, la potenza dissipata relativa al transistore con funzionamento normale del motore, sarà di circa 140 mW e potrà arrivare fino a 50 mW verso la fine della « vita » della batteria. Il transistore deve avere tuttavia un fattore di dissipazione più elevato a causa dell'elevata corrente assorbita all'atto dell'avviamento del motore, tenendo presente inoltre che un tale valore di corrente potrebbe diventare un valore non più soltanto istantaneo, qualora casualmente o deliberatamente si impedisse la rotazione del motore, quando esso è in funzione. Sussistendo perciò tutta questa serie di condizioni limitative, è preferibile scegliere un transistore GET15, dato che questo ha un fattore di dissipazione di 250 mW alle temperature ambienti fino a 40 °C, che può arrivare fino a 500 mW se l'elemento viene montato su una aletta di raffreddamento di 8 × 8 cm. Per questo transistore la corrente di picco dell'emettitore è di 350 mA. In pratica è poco probabile che il motore venga lasciato sotto sforzo per un tempo relativamente lungo e quindi l'impulso d'avviamento non è, a sua volta, tanto lungo da accrescere eccessivamente la temperatura della giunzione.

4. - FATTORE DI STABILIZZAZIONE.

Il grado di stabilizzazione, che si può ottenere, dipenderà principalmente dalla resistenza Zener e dal valore della resistenza di limitazione. È difficile, però, date le molte variabili in giuoco, definire esattamente l'esatto grado di regolazione, quantunque sia possibile averne un'utile indicazione con un semplice calcolo.
Supponiamo che nell'esempio sopra riportato le tensioni ai capi della batteria e del diodo siano rispettivamente di 7,5 e di 5,4 V. La corrente attraverso la resistenza di limitazione ($R = 82\ \Omega$) è di 25,6 mA.
Ammesso, ora di ridurre la tensione d'alimentazione fino a quel valore per cui si abbia una diminuzione della corrente nel diodo di 1 mA, la tensione ai capi del diodo scenderà di 20 mV e ciò produrrà una caduta di tensione ai morsetti del motore di 20 mV. La corrente attraverso R sarà allora di 24,6 mA e la differenza di potenziale ai suoi capi sarà uguale a 2,02 V, con una differenza di potenziale alla batteria di $2{,}02 + 5{,}38 = 7{,}4$ V. In effetti cambia anche il valore di I_b, in conseguenza della variazione del valore di I_e, ma ciò è del tutto trascurabile in confronto alla riduzione della corrente nel diodo Zener.
È necessaria quindi una variazione della tensione di batteria di 100 m V per avere una variaz one della tensione ai capi del carico di 20 mV, con un fattore di stabilizzazione, quindi, di 0,2.
Come in precedenza menzionato la resistenza Zener aumenta allorchè la corrente nel diodo assume valori molto bassi. Perciò quando la tensione di batteria oltrepassa i valori minimi dati in precedenza, l'azione stabilizzante diventa rapidamente più debole, anche se non cessi immediatamente.
Impiegando un simile circuito, oltre ad ottenere una regolazione di tensione in breve tempo, si ha anche il vantaggio di non essere costretti ad effettuare alcuna regolazione della tensione durante tutta la « vita » della batteria. Ciò è particolarmente utile quando si tratta di registratori a nastro e a filo.
È possibile ottenere un maggior grado di stabilizzazione con circuiti più elaborati, ma il circuito rappresentato in fig. 3 è del tutto adeguato alla maggior parte di piccoli motori del tipo qui descritto. Esso è infatti un circuito alquanto semplice ed anche ragionevolmente economico per quanto riguarda la potenza assorbita.

5. - STABILITÀ TERMICA.

La stabilità termica di un diodo Zener dipende da parecchi fattori, ivi incluso il valore della tensione Zener e della corrente di funzionamento. Il coefficiente di temperatura tende ad essere negativo ai valori più bassi della tensione di rottura e positivo a quelli più alti. Per un tipico diodo a 5 V il coefficiente di temperatura è negativo ed assume un valore tra 0,01% e 0,02% per grado C (si ha cioè un valore compreso tra — 0,5 mV e — 1 mV per ogni aumento di 1° C rispetto alla temperatura ambiente).
La tensione base-emettitore del transistore varia pure colla temperatura e, in genere, tra — 2 mV e — 2,5 mV per grado C. La variazione della tensione ai morsetti del motore, dovuta alla variazione della temperatura, è quindi in genere uguale a

$$-0{,}5\ \text{mV} - (-2\ \text{mV})\ \text{per}\ ^\circ\text{C} = +1{,}5\ \text{mV per}\ ^\circ\text{C}$$

Una tale piccola variazione, relativa fra l'altro ad un tempo alquanto lungo, nel nostro caso è del tutto insignificante.

6. - BIBLIOGRAFIA.

J. W., KELLER, « Regulated Transistor Power Supply Design », *Electronics*, nov. 1956, pag. 168.
D. ASPINALL, « A Low-voltage Stabilizer », *Electronic Engineering*, sept. 1957, pag. 450.
D. D. JONES, and R. A. HILBOURNE, « Transistor A. F. Amplifiers », pag. 138 (*Iliffe and Sons, Ltd*). *A*

Due circuiti a transistori per misure su cavi telefonici

(segue da pag. 25)

e del segnale di battimento sono pressoché eguali.
L'inviluppo di battimento viene rivelato da un diodo al germanio, che ha per carico un circuito sintonizzato costituito da una induttanza ad elevato Q ed una capacità in parallelo, il segnale così rivelato viene amplificato da un successivo stadio in modo da aversi in una cuffia da 2000 Ω un segnale di c.ca 250 mV con un segnale d'entrata di circa 0,1 mV.
L'alimentazione è ottenuta da una normale batteria da 4,5 V con un consumo di c.ca 10 mA.
La realizzazione meccanica del generatore e del ricevitore è stata fatta sui telaini di cartone bachelizzato già descritti in precedente articolo.
Il complesso generatore-ricevitore è stato sistemato in un'unica cassetta con uno schermo di alluminio fra i due elementi, più che sufficiente ad eliminare ogni influenza reciproca, anche per i piccoli valori d'impedenza in gioco.
La costruzione di tutto l'insieme, compresa la bobinatura dei trasformatori e delle induttanze, non ha richiesto più di una giornata lavorativa da parte di un solo operaio specializzato, data l'estrema semplicità del complesso e il sistema di montaggio usato. *A*

Posa della prima pietra della centrale elettro-nucleare di Latina

La prima pietra della più grande centrale elettro-nucleare dell'Europa continentale è stata posta a Latina il 20 novembre. Alla cerimonia erano, in rappresentanza del Governo Italiano, il Ministro dell'Industria Bo, il Ministro delle Aree Depresse Pastore e il Ministro delle Partecipazioni Statali Lami Starnuti. Erano anche presenti il Ministro britannico per l'Energia, Lord Mills, l'Ambasciatore britannico Sir Ashley Clarke, Sir Claude Gibb, Presidente della Nuclear Power Plant Company, il Presidente dell'E NI, Ing. Mattei, nonchè dirigenti industriali italiani e britannici responsabili del progetto e della costruzione della centrale.
Con una spesa prevista di 20 milioni di sterline, la nuova centrale avrà una potenza di 200 MW e sarà in grado di soddisfare le richieste di elettricità di una città della grandezza di Roma, che ha una popolazione di due milioni.
I lavori vengono svolti dalla Nuclear Power Plant Company Ltd., del Regno Unito, un consorzio di otto società britanniche, di collaborazione con l'Agip Nucleare. La Nuclear Power Plant Company ha anche contribuito alla costruzione di Calder Hall, la prima centrale elettro-atomica nel mondo a produrre elettricità su scala commerciale e ad immetterla nella rete nazionale.
Il consorzio è anche impegnato nella costruzione della centrale elettro-atomica di Bradwell, in Inghilterra, i cui lavori, iniziati nel gennaio 1957, verranno completati alla fine del 1960. La centrale di Latina si prevede sarà pronta per il 1962.
Discussioni fra esperti britannici e italiani circa l'elettricità nucleare sono andate procedendo per due anni. La centrale di Latina rappresenta la conclusione di questi scambi. La costruzione dell'impianto di Latina, per il quale la compagnia britannica sarà responsabile del progetto complessivo e del suo finanziamento, nonchè della fornitura di importanti parti componenti, compreso il reattore, segna un nuovo passo nella cooperazione internazionale nucleare. Essa è la prima di varie centrali che verranno costruire per soddisfare le esigenze industriali di elettricità dell'Italia. *(u. b.)*

Ideata a Los Alamos una « termocoppia a plasma » per la conversione diretta del calore in energia elettrica

Il Laboratorio Scientifico della Commissione americana per l'Energia Atomica a Los Alamos ha annunciato che cinque scienziati dipendenti dal suo centro sperimentale hanno ideato un nuovo tipo di termocoppia che, in luogo di due metalli, utilizza un metallo jonizzato (plasma).
Nel dare l'annuncio dell'importante ritrovato, il Laboratorio di Los Alamos ha sottolineato che le ricerche proseguiranno al fine di consentire non soltanto la trasformazione del calore in energia elettrica, ma anche la trasformazione diretta del calore prodotto nei reattori dalla fissione nucleare in energia elettrica.
Come è noto, per il cosiddetto « effetto Seebeck », in un dispositivo composto da due metalli conduttori diversi saldati insieme (termocoppia) si può ottenere una forza elettromotrice, mediante una differenza di temperatura tra le saldature. Studi su dispositivi del genere in grado di ottenere la conversione diretta del calore della fissione in elettricità con un sufficiente rendimento sono in corso, oltre che presso l'AEC, in alcuni laboratori industriali e presso il Laboratorio Ricerche Navali di Washington. *(u .s.)*

Nuova regolamentazione internazionale per le telecomunicazioni

Nella recente Cônferenza dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (ITU), cui hanno preso parte le delegazioni ufficiali di 66 paesi, è stata portata a termine la revisione delle norme che regolano le comunicazioni telegrafiche e telefoniche internazionali.
Le nuove norme che integrano ed aggiornano i codici approvati a Parigi nel 1949 entreranno in vigore dal 1º luglio 1960. Oltre a tenere conto dei nuovi ritrovati nel settore della radiotelefonia, delle telegrafia rapida, della trasmissione a distanza di immagini e documenti, e da adeguarsi al rapido sviluppo delle esigenze del traffico internazionale, il nuovo regolamento stabilisce le norme per accelerare la trasmissione dei dispacci e delle telefoto per la stampa, le tariffe telegrafiche speciali per prigionieri di guerra ed internati civili in tempo di guerra, e le modalità per estendere il servizio di addebito al destinatario per comunicazioni telefoniche e telegrafiche. Infine, vengono estese al mondo intero le regolamentazioni sinora applicabili alla rete telefonica europea.
La Conferenza dell'ITU ebbe inizio il 29 settembre 1958, sotto la presidenza del dott. Hakan Sterky, capo dei servizi svedesi delle telecomunicazioni, e si è conclusa dopo due mesi di intensa attività, con la firma da parte di 61 paesi del codice telefonico, e con l'approvazione di massima del regolamento telegrafico da parte di 64 nazioni.
La Delegazione degli Stati Uniti, guidata dal presidente della Commissione Federale per le Comunicazioni, John C. Doerger, e da John J. Nordberg, ha rivolto durante la Conferenza dell'ITU un vigoroso appello agli altri paesi per intensificare la libera circolazione delle informazioni tra le diverse nazioni. L'appello americano è stato appoggiato da molte delegazioni del mondo libero. Peraltro, i sovietici ed altri delegati, pur riconoscendo il principio della libertà di informazione, hanno insistito per il mantenimento della censura.
Gli Stati Uniti hanno presentato alcune riserve alle proposte relative alle comunicazioni telefoniche, e richiesto una maggiore ampiezza per accordi regionali o bilaterali da parte di determinati paesi, come gli Stati Uniti, i cui mezzi di comunicazione non appartengono al governo, ma sono di proprietà di libere aziende commerciali. *(u. s.)*

Da 8 a 12 i sondaggi spaziali del NASA in programma dopo l'AGI

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) sta elaborando un programma di esplorazione pacifica dello spazio, che entrerà in vigore dopo il 31 dicembre 1958, al termine dell'Anno Geofisico Internazionale (AGI), e che comprende tra l'altro l'effettuazione di 8-12 sondaggi spaziali all'anno.
Inizialmente il programma si riferirà principalmente all'esplorazione delle immediate vicinanze della Terra per mezzo dei satelliti artificiali, allo scopo di completare l'attività scientifica iniziata nel 1958 con il lancio di ben quattro satelliti, tre dei quali tuttora in orbita nello spazio.
Parallelamente al programma dei satelliti, il NASA conta di effettuare altri sondaggi spaziali sul genere di quelli svolti, l'11 ottobre ed il 6 dicembre, rispettivamente dall'Aeronautica e dall'Esercito statunitensi. Questi tentativi hanno permesso di inviare ad oltre 100 mila chilometri della Terra sonde spaziali dotate di strumenti astrofisici. Tra i nuovi esperimenti di cui si sta esaminando attualmente la possibilità di svolgimento, vanno annoverati i seguenti:

1º) Delimitazione della fascia radioattiva Van Allen e rilievi nella sua intensità a diverse altezze.

2º) Prove della validità della teoria di Einstein secondo cui il tempo sarebbe variabile.
3º) Studio delle aurore in corrispondenza dei Poli per mezzo di un satellite terrestre immesso su un'orbita polare.

4º) Fotografie del Sole, dei pianeti e delle stelle, riprese con vari mezzi all'esterno delle regioni più dense dell'atmosfera terrestre.
5º) Studio della densità della materia nello spazio per mezzo di palloni d'alta quota.

Dal canto suo, l'Ente Progetti Ricerche Speciali (ARPA) del Dipartimento della Difesa ha annunciato che verrà lanciato, nell'ambito del cosiddetto « Progetto Discoverer », il primo grande satellite terrestre americano.
Contrariamente ai lanci precedenti, il nuovo tentativo verrà effettuato dalla base di lancio Vandenberg, in California, approntata recentemente dall'Aeronautica americana. Il satellite, del peso di 585 kg, sarà immesso in orbita da un razzo a due stadi, composto da un missile « Thor » modificato e da un nuovo tipo di razzo a propellenti liquidi.
Nei primi tentativi, sui 12 in programma, si cercherà di immettere in orbita i satelliti « Discover » per breve tempo e ad una quota relativamente bassa. In seguito, con l'adozione di altri razzi e combinazioni di razzi vettori, verranno effettuati tentativi di lancio con satelliti maggiori, contenenti campioni bio-medici ed un'estesa gamma di strumenti per rilievi astrofisici.
Nell'illustrare il nuovo programma, che sarà svolto d'intesa con il NASA, il direttore dell'ARPA, Roy W. Johnson, ha sottolineato che gli scienziati americani non prevedono che tutti e dodici i tentativi di lancio dei satelliti « Discoverer » possano essere coronati da successo. *(u. s.)*

Tredicimila i dipendenti della GE addetti agli impianti atomici.

La General Electric Company ha annunciato nei giorni scorsi che oltre 13.000 dipendenti sono attualmente addetti ai suoi impianti e stabilimenti nucleari.
Nel settore delle attività per la difesa nazionale, la GE impiega oltre 12.000 lavoratori e tecnici, dei quali circa 9.000 presso lo stabilimento di Hanford (Washington) per la produzione del plutonio e per le ricerche, gestito per conto della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), 2.100 presso il Laboratorio Knolls di Schenectady, ed un numero imprecisato presso la Sezione Propulsione Nucleare per Aerei a Cincinnati (Ohio) e Idaho Falls (Idaho).
Su 1000 dipendenti addetti alle attività commerciali, 800 lavorano presso la sede e gli impianti per la fabbricazione di elementi combustibili a San Jose (California), e 200 presso il Laboratorio Atomico di Vallecitos nei dintorni di Pleasanton (California), dove è anche in funzione un reattore sperimentale. *(u.s.)*

Alimentazione dei ricevitori di televisione

(segue da pag. 3)

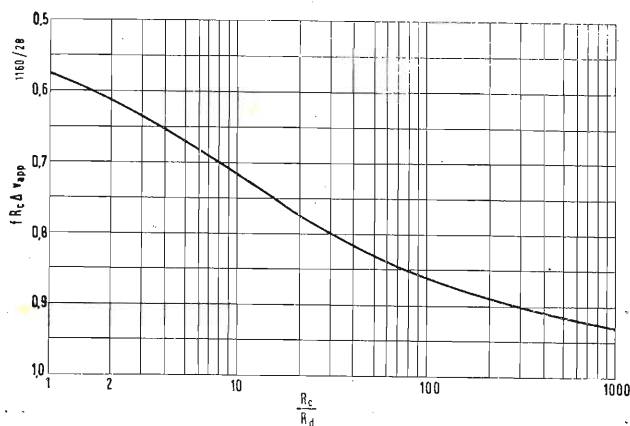



Fig. 5 - $fR_cC\Delta v_{app}$ in funzione del rapporto R_c/R_d per un raddrizzatore semionda.

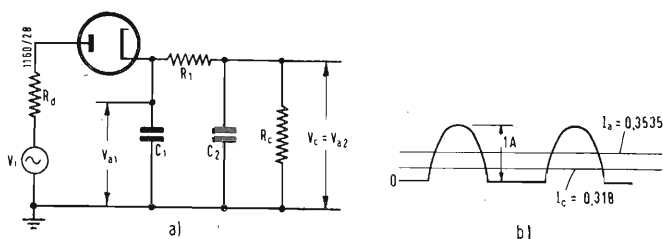



Fig. 6 - Filtro a due cellule: *a*) circuito di principio; *b*) forma d'onda idealedella corrente nel raddrizzatore.

Poichè R_c/R_d è funzione di k secondo la [1], si è rappresentata in fig. 5 la relazione fra R_c/R_d e la grandezza $fR_cC\Delta v_{app}$. Se $R_c = R_d$, risulta $\Delta v_{app} = 0{,}57/fR_cC$. all'aumentare di R_c la percentuale della componente alternata diminuisce fino a zero, quando $R_c = \infty$. Generalmente $R_c \gg R_d$, perciò possiamo scrivere:

$$fR_cC\Delta v_{app} = 1,$$

ossia:

$$\Delta v_{app} = \frac{1}{fR_cC} \qquad [7]$$

Calcolando il valore di C colla [7] si ottengono valori molto alti, che risultano praticamente antieconomici. Si preferisce, data la piccolezza della corrente raddrizzata, nel caso di tubi catodici, aggiungere una cellula di filtro a resistenza e capacità come in fig. 6*a*).

La componente di ronzio si calcola approssimativamente come segue:

siano:

$$I_{a2} = \frac{V_{a2}}{X_{c2}} = \text{valore efficace della corrente di ronzio in } C_2$$

V_{a2} = tensione efficace di ronzio ai capi C_2

X_{c2} = reattanza di C_2

$$V_{a1} = V_{a2} + \frac{V_{a2}\,R_1}{X_{c2}} = \text{tensione efficace di ronzio ai capi di } C_1$$

R_1 = resistenza di filtro.

Dall'espressione di V_{a1} si deduce, detta X_{c1} la reattanza di C_1, il valore efficace I_{a1} della corrente di ronzio in C_1:

$$I_{a2} = \frac{V_{a2}}{X_{c1}} + \frac{V_{a2}\,R_1}{X_{c1}\,X_{c2}} \qquad [8]$$

Si supponga, come in fig. 6*b*), che la corrente raddrizzata semisinoidale abbia un valore massimo di 1 A, la componente continua vale $I_c = 0{,}318$. Se si suppone che la corrente sia composta di onde sinoidali, la sua componente alternata di ronzio vale: $I_a = 0{,}3535$, quindi:

$$I_{a1} + I_{a2} = \frac{V_{a2}}{X_{c1}} + \frac{V_{a2}}{X_{c2}} + \frac{V_{a2}\,R_1}{X_{c1}\,X_{c2}} = 0{,}3535 \qquad [9]$$

da cui:

$$V_{a2} = \frac{0{,}3535\,X_{c1}\,X_{c2}}{X_{c1} + X_{c2} + R_1} \qquad [10]$$

Ricordando che $V_c = R_c\,I_c = 0{,}318\,R_c$ [11]

la [10] e la [11] forniscono per il rapporto della componente di ronzio alla tensione continua di uscita:

$$\Delta_{eff} = \frac{V_{a2}}{V_c} = \frac{0{,}3535\,X_{c1}}{0{,}318\,R_c\left(1 + \frac{X_{c1}}{X_{c2}} + \frac{R_1}{X_{c2}}\right)} = \frac{0{,}177}{fR_cC_1\left(1 + \frac{C_2}{C_1} + 2\pi fR_1C_2\right)} \qquad [12]$$

Es. — Sia: $f = 50$ Hz; $R_c = 20$ MΩ; $C_1 = C_2 = 2500$ pF $R_1 = 2$ MΩ, la [12] fornisce:

$$\Delta_{eff} = \frac{0{,}177}{50 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-9}\,(1 + 1 + 6{,}28 \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-9})} \cong 0{,}02$$

Con una sola capacità di filtro come in fig. 2, occorrerebbe per lo stesso ronzio una capacità ben maggiore.

(continua)

Considerazioni sui criteri di progetto dei filtri divisori per altoparlanti

(segue da pag. 11)

e le induttanze risultano direttamente proporzionali alla medesima impedenza. Partendo dai valori segnati in figura 10, con opportune semplici operazioni, sarà possibile avere dei vari componenti della rete dei filtri corrispondenti a due qualsiasi frequenze frontiera e a valori qualsiasi delle impedenze interne dei vari altoparlanti anche diverse fra loro. Si ricorda che, nel caso di una suddivisione in sole due parti della banda acustica, i componenti che interessano sono solo, con riferimento alla figura 10, C_{II}, L_{II}, C_{III}, L_{III}.
Si spera di aver dato al lettore un'idea dei sistemi approssimati per il calcolo delle reti di filtri divisori per altoparlanti. Nel caso si voglia eseguire il calcolo dei filtri con tutto rigore, specialmente per quanto riguarda la costanza dell'impedenza di carico dell'altoparlante, o impedenza d'ingresso dei filtri entro tutta la banda passante, e per quanto riguarda la costanza entro la banda passante dell'impedenza interna di uscita, è necessario ricorrere alla teoria dei filtri a k costante e ad m derivato.
Negli schemi, sopra riportati, di filtri divisori per altoparlanti non si sono incluse delle regolazioni di livello separate per i vari altoparlanti. Queste sono molto utili per la messa a punto di un complesso di altoparlanti. In generale si possono facilmente realizzare mediante inserzione in serie ed in parallelo con l'altoparlante delle resistenze in modo da mantenere costante l'impedenza d'ingresso dell'attenuatore così realizzato. Attenuatori di questo genere, a π, ad impedenza costante, sia d'ingresso che interna d'uscita, si possono facilmente calcolare mediante appositi abachi o tabelle, che ovviamente non possono essere riportati in questo articolo. In figura 11 è riportato uno schema di possibile realizzazione di questa regolazione di livelli che, naturalmente, deve essere ripetuta per ogni altoparlante.

Alla conclusione di queste brevi note sui filtri divisori di frequenza per altoparlanti si ricorda che, al fine di non destare sgradevoli sensazioni, è assolutamente indispensabile non suddividere le così dette frequenze intermedie della banda acustica. Il valore più alto ammissibile per la frequenza frontiera, avente valore inferiore alle frequenze intermedie della banda acustica, è 600 Hz. Il valore più basso ammissibile per la frequenza frontiera, avente valore superiore alle frequenze intermedie, è di 2000 Hz.

A

Verso il secondo milione di abbonati

(segue da pag. 1)

filo: quello economico e commerciale.

Infatti mentre è ormai noto che la TV italiana è la più cara del mondo, anche coll'attuale canone ridotto a L. 14.000, il canone richiesto dalla TV inglese corrisponde all'equivalente di circa L. 5.000 italiane. Se un elevato canone poteva anche giustificarsi all'inizio del servizio TV quando non esistevano abbonati, non è più ragionevolmente ammissibile pretendere dal telespettatore un così alto canone a compenso di un unico programma imposto senza possibilità di scelta, e di qualità ed interesse molto discussi, oggi che si è superato il milione d'abbonati (14 miliardi d'entrata) e si introitano circa 14 milioni al giorno per la pubblicità televisiva.

Se si considera che la RAI beneficia anche degli ingenti introiti derivanti dalla pubblicità radiofonica, parmi si debba concludere che lo attuale assetto del servizio radio TV in Italia è quanto mai assurdo e controproducente.

Ed anche sotto il profilo commerciale-pubblicitario della TV ci soccorre l'esempio sobrio e lineare del regime britannico: una Società a sfondo parastatale (la B.B.C. molto simile alla RAI) che trasmette un programma ufficiale rigidamente privo d'ogni motivo pubblicitario, incassando il canone di abbonamento dei teleutenti (L. 5.000 annue); un'altra società (la I.T.A. privata) che trasmette un secondo programma denominato «commerciale» inquantochè offerto a scopo pubblicitario da imprese industriali e commerciali ricavando unicamente da queste ultime il proprio utile.

Tale netta scissione di scopi ufficiali e commerciali delle due trasmissioni appaga maggiormente la psicologia dell'utente TV a giustificazione del canone che è costretto a versare.

Una questione del genere è stata recentemente sollevata in Francia ove veniva proposta l'introduzione della pubblicità nelle trasmissioni TV (che peraltro sono direttamente gestite dallo Stato) onde accrescerne gli introiti senza aumentare il canone di abbonamento (che è circa la metà di quello italiano). L'opinione pubblica sorretta dalla stampa si è unanimemente manifestata contraria a tale provvedimento, suggerendo la creazione di trasmissioni private commerciali opportunamente tassate dallo Stato.

D'altronde anche da noi l'utente TV già insoddisfatto dei programmi trasmessi dalla RAI, e pagante un canone di abbonamento elevatissimo, che si vede oggi propinare proprio nelle ore di maggior interesse per lui, un buon quarto d'ora di incalzanti vignette pubblicitarie, incomincia a dar segni clamorosi di insofferenza.

E proprio a tempo opportuno è venuta la salutare iniziativa di una Società televisiva milanese, la T.V.L. che coraggiosamente si è offerta, e senza accampare pretesa a compenso alcuno, di creare una seconda rete TV a carattere commerciale pubblicitario, gestita però con concetti totalmente diversi da quelli oggi adottati dalla RAI, per le sue trasmissioni pubblicitarie.

Una revisione della attuale regolamentazione del servizio TV in Italia si impone quindi ineluttabilmente e a breve scadenza per un migliore avvenire della nostra televisione e a difesa della grande famiglia dei telespettatori, oggi assommante ad oltre una decina di milioni di persone.

Non ritengo malgrado tutto né azzardato né utopistico prevedere che con l'entrata in servizio di una seconda rete commerciale indipendentemente inserita in un nuovo ordinamento delle concessioni, già nel breve giro di un anno si potrà guardare con fiducia al secondo milione di abbonati.

A

Varie.
0048 – *Sigg. Nerio Neri – Faenza; Eldo Palma – Mogliano.*

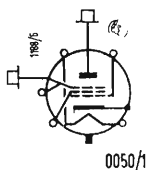
1°) Il quesito precedente relativo al Hi Fi molto probabilmente sarà stato archiviato ritenendo che l'argomento fosse stato esaurito. Prego di voler ripetere il quesito stesso in modo che mi sia possibile risponderle.
2°) Quasi certamente l'apparecchio in suo possesso è una versione inglese dell'apparato SCR 522, del quale l'ufficio amministrativo ha provveduto ad inviarle lo schema come da sua richiesta. Per avere informazioni circa la possibilità di avere lo schema originale potrebbe rivolgersi alle direzione della rivista inglese *The Short Wave Magazine* 55, Victoria Street, London SW1, la quale a suo tempo ha anche pubblicato alcuni schemi del surplus inglese.
(*P. Soati*)

Tecnica dei circuiti stampati.
0049 – *Sig. St. Tn. Giovambattista Rossi – Sassari.*

Innanzi tutto debbo precisare che la tecnica dei *circuiti stampati*, permette di sostituire i conduttori di collegamento dei vari componenti di un radio circuito con delle striscie di rame stampate su di una piastra di montaggio che generalmente è costituita di materia resinosa. Illustro qui di seguito il procedimento seguito in tale tecnica dalla Philips che per prima ha lanciato sul mercato italiano un circuito stampato.
Dopo aver messo a punto e collaudato un modello di apparecchio viene tracciata, molto ingrandita, la pianta definitiva delle connessioni. Questo disegno viene fotografato in modo che il negativo sia portato ad assumere dimensioni identiche a quelle del circuito che si deve realizzare.
Successivamente si prende una piastra di materiale resinoso e la si ricopre con un sottilissimo strato di rame ricoperto di gelatina al bicromato, quindi, dopo aver sovrapposto a questo strato il negativo fotografico, si espone la piastra alla luce. Come nella tecnica della fotografia, la piastra, per la presenza della gelatina, resterà impressionata soltanto in corrispondenza delle parti trasparenti del negativo. La dissociazione del bicromato provocherà una leggera ossidazione della gelatina e farà elevare il punto di fusione di quest'ultima.
Si pone la piastra in un bagno di acqua calda per eliminare la gelatina in corrispondenza delle parti in cui quest'ultima non si è ossidata. Si immerge quindi la piastra in un acido che scioglierà il rame non ricoperto dalla gelatina ossidata. Un bagno di acqua molto calda servirà infine ad eliminare ogni traccia di gelatina e sulla piastra non resterà che la traccia di rame, corrispondente alle linee di quello che sarà il circuito elettrico.
Nella piastra stampata i fori per il passaggio delle estremità dei vari componenti vengono fatti simultaneamente a mezzo di una macchina speciale.
Le resistenze, i condensatori, i supporti delle valvole, le bobine, ecc. sono sistemate in corrispondenza delle relative posizioni ed i loro terminali sono ripiegati sotto la piastra.
A montaggio ultimato la piastra viene immersa in un bagno di saldatura e naturalmente il metallo fuso si deposita soltanto sulle parti ricoperte di rame. La riparazione di tali circuiti non comporta difficoltà maggiori di quelle che si incontrano nei normali chassis.
Per la sostituzione di elementi e per eliminare contatti imperfetti si userà la saldatura a resina la quale permette di operare con temperature piuttosto basse. Nel modo più assoluto si dovrà evitare l'uso di saldature con acido. Ciò darebbe luogo a gravi inconvenienti.
Il saldatore da usarsi non dovrà essere di dimensioni troppo piccole: il suo diametro dovrà essere di almeno 6 mm in modo da ridurre al minimo il tempo necessario affinchè le parti da scaldare si riscaldino. L'uso di un saldatore troppo caldo è pure dannoso, dato che si corre il rischio di rovinare il metallo d'apporto.
Una spazzola metallica serve per asportare le scorie in corrispondenza delle zone di contatto.
Per la sostituzione dei vari elementi si dovranno seguire le seguenti norme:
1° smontare il pezzo difettoso riscaldando i terminali di contatto e togliendo la saldatura a mezzo della spazzola. Separare i terminali dalla piastra introducendo la punta di un piccolo cacciavite tra il terminale e la piastra di rame. Raddrizzare i terminali in modo da sfilare il pezzo.
2° pulire accuratamente le parti del nuovo componente. Premere i suoi terminali contro lo chassis e saldare rapidamente uno dopo l'altro i terminali alla piastra stampata. Le resistenze, i condensatori ed altri componenti verranno saldati alle connessioni lasciate sullo chassis a mezzo di adatte codette.
L'interruzione di un filo di collegamento potrà venire riparata mediante un filo di nuovo collegamento, saldato a parte, in corrispondenza del punto nel quale si è verificata l'interruzione.
(*P. Soati*)

Caratteristiche del tubo RL 12 P 35.
0050 – *Etera Radio – Riardo.*

Il tubo RL12P35 è stato realizzato per il funzionamento in classe C, in telegrafia. La relativa zoccolatura è riportata in fig. 1. Si tratta di un pentodo trasmittente.

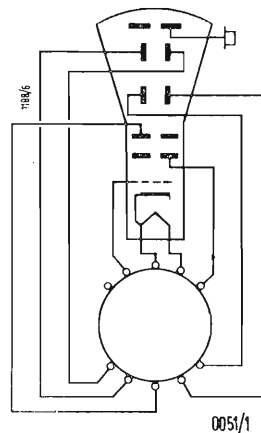
0050/1

Le caratteristiche di funzionamento sono le seguenti:

Filamento:	12,6 V	0,63 mA
Placca:	800 V	90 mA
Griglia:	—80 V	3 mA
Schermo:	200 V	22 mA
Pendenza:	3,5 mA/V	

Dissipazione anodica max: 30 W
Potenza di uscita: 50 W
Capacità anodo-griglia: 0,05 pF
Capacità entrata: 16,5 pF
Capacità di uscita: 10,4 pF
Frequenza massima usabile: 6 MHz. Può essere usato anche per frequenze sensibilmente più elevate ma con un rendimento molto ridotto.
(*P. Soati*)

Caratteristiche del tubo a raggi catodici OE 411 PA-V.
0051 – *Sig. G. Caldarelli – Roma.*

Il tubo a raggi catodici OE 411 PA-V è di fabbricazione francese e precisamente della S.F.R. Si tratta di un tubo a persistenza media di color verde con diametro di 11,1 centimetri e lunghezza di 36,5 centimetri. Le principali caratteristiche sono le seguenti:
Filamento = 6,3V-0,5 mA. Griglia 1, potenziale di rottura = — 85 V
Placca 3 = 4000V, Placca 2 = 2000 V. Placca 1 = 270 V.
Sensibilità = 0,190 mm/V, D1-D2, D3-D4.

0051/1

I collegamenti allo zoccolo sono riportati in fig. 1.

Messa a punto del televisore GBC 1700.
0052 – *Sig. Arcangelo G. Jannace – S. Leucio del Sannio.*

In considerazione del fatto che il televisore è stato autocostruito e che i difetti lamentati si sono manifestati alle prime prove, è facile diagnosticare come gli stessi siano da attribuire ad una imperfetta messa a punto. Dato che l'immagine è visibile ed il suono è perfetto, anche se non dispone di strumenti può tentare la messa a punto. Certo che le varie operazioni sarebbero molto semplificate disponendo almeno di un sweep e di un marker.
In primo luogo controlli le tensioni che debbono corrispondere ai seguenti valori:

Ingresso impedenza GBC 2143	135 V
Uscita impedenza GBC 2143	300 V
Ingresso impedenza GBC 2145	180 V
Uscita impedenza GBC 2145	160 V
Telaio sincronismo orizzontale (terminale 4)	300 V
Telaio sincronismo orizzontale (terminale 13)	70 V
Telaio video (terminale 12)	70 V
Telaio suono (terminale 13)	160 V
Telaio suono (terminale 2)	250 V
Gruppo sintonizzatore AF 2131/10 (filo rosso)	260 V
Gruppo sintonizzatore AF 2131/10 (filo blu)	160 V

I valori riscontrati nelle misure non debbono differire del 6 %, in più od in meno, dei valori indicati in tabella.
Si accerti che la trappola ionica sia posta in posizione normale tanto in senso assiale quanto attorno al collo del tubo.
Per la perdita del sincronismo orizzontale, non regolabile con il comando esterno, deve agire sul nucleo della bobina di accordo del-

l'oscillatore bloccato dopo aver cortocircuitato il circuito volano in cui si comprende, in parallelo, il resistore di 22.000 ohm. Successivamente, dopo aver tolto il corto circuito agisca sul nucleo a vite della bobina del circuito volano stesso in modo da fissare nuovamente l'immagine.
Per l'eventuale presenza del suono sul video che si manifesta con striscie bianche e nere che variano con la modulazione, occorre ritoccare la taratura della trappola del suono agendo sul relativo nucleo fino a che l'inconveniente sparisce.
Allo scopo di migliorare la definizione orizzontale è necessario ritoccare i nuclei di ferro dei trasformatori delle frequenze intermedie. Ciò è possibile esaminando i due cunei verticali del monoscopio. Si agisce, sui suddetti nuclei fino a distinguere i raggi interni dei cunei, compresi fra i 4 ed i 5 MHz.
(*P. Soati*)

Piccolo trasmettitore di portata ridotta per comunicazioni con locali limitrofi e per registrazioni con magnetofono.

0053 – *Sig. G. Locatelli – Milano.*

Il piccolo trasmettitore del quale riportiamo lo schema in fig. 1 le permetterà di effettuare la registrazione senza spostare il magnetofono, e naturalmente può essere usato anche per comunicazioni unilaterali con il piano superiore della sua villetta.
Certo che un impianto interfonico rappresenta senz'altro la migliore soluzione, se si considera che esistono apparecchi di questo genere del tipo ad onde convogliate. Inoltre debbo farle notare che in Italia, per qualsiasi tipo di trasmettitore, è richiesta la relativa licenza ministeriale, e che è assolutamente proibito causare interferenze alla radiodiffusione, alla televisione e a qualsiasi altra radiocomunicazione.
Un trasmettitore molto simile a quello che descriviamo è molto usato all'estero per effettuare comunicazioni a breve distanza fra imbarcazioni turistiche, escursionisti ecc.
Il tubo 1R5 funge da oscillatore. Mentre la griglia 1 funge da griglia oscillatrice, le griglie 2 e 4 fungono da placca oscillatrice. La griglia 3 ha invece il compito di modulare la corrente di placca e riceve, amplificata dal tubo 1X5, la modulazione microfonica o quella del pick-up. Tale modulazione è regolabile a mezzo del potenziometro *P*.
Per quanto riguarda la bobina oscillatrice si potrà usare la *parte oscillatrice* di qualsiasi gruppo ad AF, cosichè il trasmettitore può funzionare eventualmente tanto sulla gamma delle OC quanto in quella delle OM. Dato che detto apparato è particolarmente destinato alla gamma OM anzichè un condensatore del tipo ad aria si userà un condensatore fisso a mica della capacità di 300 pF shuntato da un trimmer ad aria da 30 pF, il quale permette di effettuare piccoli spostamenti di frequenza. Ciò limita l'ingombro imposto dall'uso di un variabile ad aria.

La bobina *CK* è costituita da una comune impedenza a radiofrequenza, mentre la bobina di antenna si realizzerà avvolgendo una ventina di spire unite di filo coperto da 0,3 mm, su un supporto avente 30 mm di diametro.
La lunghezza dell'antenna non dovrà superare i due metri allo scopo di evitare i disturbi ai quali abbiamo accennato più sopra.
Il microfono deve essere del tipo piezoelettrico: i relativi collegamenti saranno effettuati con cavetto schermato.
La lunghezza d'onda, sulle onde medie, dovrebbe essere di circa 250 metri. Ad ogni modo spostando la sintonia del ricevitore sarà facile individuare il punto nel quale avviene la emissione.
Per la ricezione sarà usato un normale apparecchio ricevente, oppure l'apparecchio relativo la consulenza 0054.
Valore dei componenti: *R*1 = 100.000 Ω; *R*2 = 1 MΩ; *R*3 = 2 MΩ; *R*4 = 3 MΩ; *P* = 1 MΩ; *C*1 = 300 pF, mica; *C*2 = 30 pF, aria; *C*3 = 100 pF; *C*4 = 200 pF; *C*5 = 2000 pF; *C*6 = 0,2 μF; *C*7 = 0,1 μF; Bobine = vedi testo; Batteria anodica 60 ÷ 80 V; batteria filamento 1,5 V; *X* = presa microfono.
(*P. Soati*)

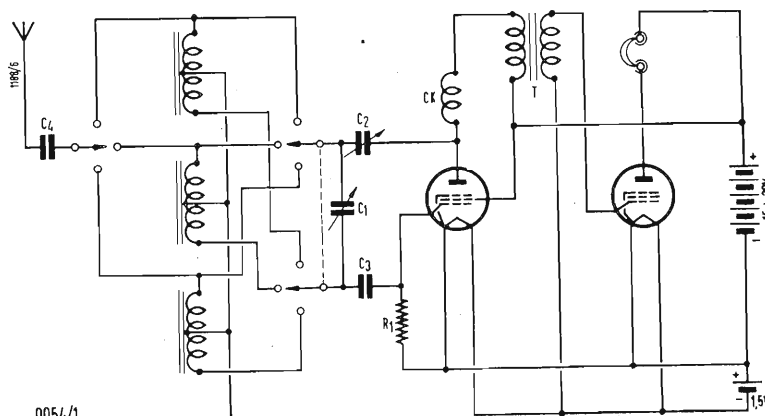
Ricevitore a due valvole con alimentazione in c.c.

0054 – *Sig. Paride Rizzo – Palermo.*

Con le due valvole in suo possesso, usando il trasformatore di bassa frequenza con rapporto 3 : 1 può realizzare senz'altro lo schema di principio da Lei inviato il quale però deve essere corretto come riportato in fig. 1.

Le bobine saranno avvolte su supporti da 10 mm con nuclei magnetici regolabili. La gamma di radiodiffusione sarà coperta effettuando l'avvolgimento con 160 spire di filo smaltato da 0,1 con presa alla 110° spira a partire dal lato freddo. La gamma delle onde corte sarà coperta con una bobina di 30 spire di filo smaltato da 0.3 con presa centrale e con un'altra bobina di 12 spire di filo da 0.5 con presa intermedia. Il circuito è stato modificato in Hartley allo scopo di ottenere una maggiore stabilità nella ricezione delle onde corte. La reazione è regolata a mezzo di un condensatore da 100 pF. Il condensatore variabile da 160 pF deve essere isolato dallo chassis, quindi è opportuno l'uso di un asse isolante intermedio per il relativo comando.

Per l'alimentazione è sufficiente l'uso di una batteria a 22,5 V più una batteria di filamento da 1,5 V.

Il valore degli altri componenti è il seguente: *C*1 = variabile da 160 pF; *C*2 = = variabile a mica da 100 pF; *C*3 = 100 pF; *R*1 = 3,3 Mohm; *CK* impedenza a radiofrequenza; *T* trasformatore di BF rapporto 3 : 1; Tubi 1T4 e 1S4; Commutatore a tre vie e tre posizioni.
(*P. Soati*)

Bibliografia sulle cellule fotoelettriche e su alcuni argomenti di radiotecnica.

0055 – *Sigg. E. Marras, Torino; Giuseppe Stallone, Caracas (Venezuela); Giovanni Cagnolati, Parma; Carlo Laurenti, Milano.*

Per quanto riguarda le cellule foto-elettriche prossimamente verrà messa in distribuzione dalla Casa Editrice il Rostro una interessante pubblicazione che certamente soddisferà le richieste degli interessati. Altre pubblicazioni, relative ai quesiti propostici, sono le seguenti: GAGIVE - *Photoelectric Handbook* - editore G. Newnes Ltd. London - si tratta di una monografia completa sulle applicazioni delle fotocellule. HANH - *Photo conductivity conference*, editore Chapman and Hall di Londra. In questa pubblicazione sono riportate tutte le memorie discusse alla conferenza di fotoelettricità di Atlantic City. Pur non trattandosi di un manuale metodico, il campo delle applicazioni delle fotocellule è esaminato in modo completo ed esaurientemente.
In senso più generale l'argomento è trattato in modo molto chiaro da HERBERT J. REICH in *Principles of electron tube*, edito dalla Mac Graw Hill di Londra e tradotto in francese dalla Societé des Editions Radio di Parigi.
Per quanto concerne le caratteristiche dei tubi fotoelettrici attualmente in commercio i richiedenti possono rivolgersi a nostro nome alle ditte costruttrici le quali le invieranno gratuitamente.
Al lettore Stallone consiglio il manuale *Le antenne* di Simonini e Bellini, e la *Radiotecnica per il laboratorio* editi dalla editrice il Rostro; i manuali di lingua inglese *The Arrl antenna book* della Arrl e Em Roll M. Mandl; *Television and FM antenna guide*. Per gli altri argomenti sono utili i seguenti libri: ROSA, *La modulazione di frequenza*; Hoepli, G. DILDA *Radioricevitori per modulazione di frequenza*; Levrotto & Bella, Torino. Sirti, *Ponti radio Siemens per telefonia, telegrafia e televisione*. PERKINS, *Sistemi ed apparati telegrafici moderni (teletype etc.)*; ROGER A. *Emission et reception* e RAFFIN *Technique de la reception a grande distance*, editi dalla Librairie de la radio di Parigi. (*Soati*)

Otofono per deboli di udito.

0056 – *Sig. G. Talarico – Roma.*

In fig. 1 riportiamo lo schema di un *otofono* realizzato dalla casa Geloso sotto il nome di uditofono. In esso sono utilizzati tre transistori i quali come è noto hanno permesso di risolvere in modo veramente brillante il problema degli amplificatori tascabili destinati ai deboli di udito. Il consumo è talmente ridotto che una pila da 1,5 V normalmente ha una durata di cira 200 ore di funzionamento.

Lo schema è molto semplice: da esso si può rilevare come esista un correttore di tono il quale permette di attenuare le frequenze alte. Il materiale usato è tutto del tipo Geloso ed i valori dei vari componenti sono i seguenti:

$R1$ = 0.1 MΩ; $R2$ = 0.1 MΩ; $R3$ = 20 kΩ; P = 10 kΩ; $C1$ = $C2$ = $C3$ = 10 μF; $C4$ = $C5$ = 5 nF; $T1$ = T451; $T2$ = $T3$ = = T455.

I primi due transistori sono del tipo OC70 il terzo OC71. Il microfono e l'auricolare sono del tipo Geloso per otofono.

In fig. 2 riportiamo invece un altro tipo di amplificatore per deboli di udito. I transistori miniatura OC65 e OC66 permettono di ridurre al minimo possibile le dimensioni dell'apparecchio. Il circuito è munito di stabilizzazione e di controreazione allo scopo di rendere indipendenti le prestazioni dell'amplificatore dalle variazioni della tensione di alimentazione e dalla temperatura ambientale.

La corrente di riposo di collettore dei transistori ammonta rispettivamente a 0,2-0.3-0.5 mA per il primo, il secondo ed il terzo stadio.

La corrente di riposo dello stadio finale di 2 mA è regolata una volta per sempre tramite la $R13$. Tale resistenza deve avere un valore nominale di 56 kΩ.

L'auricolare deve avere una impedenza da 1 kΩ a 1000 Hz ed una resistenza in corrente continua di 250 kΩ. L'amplificazione di potenza è di 73 dB ± 4 dB. Riducendo il valore di R 14 a 1 Ω essa può ammontare fino a 77 dB. La massima potenza di uscita è di 2 mW con una distorsione del 5%.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R1$ = 2,7 kΩ; $R2$ = 56 kΩ; $R3$ = 33 kΩ; $R4$ = 1 kΩ; $R5$ = 18 kΩ; $R6$ = 5 kΩ logaritmico; $R7$ = 3,9 kΩ; $R8$ = 1 kΩ; $R9$ = = 22kΩ = kΩ; $R10$ = 10 kΩ; $R11$ = 1,8 kΩ; $R13$ = 56 kΩ (vedere testo); $R14$ = 2Ω (oppure 1 Ω).

$C1$ = $C2$ = $C3$ = $C4$ = $C5$ = $C6$ = 8 μF.

L'alimentazione deve essere effettuata con una pila a 2,4 V. (*P. Soati*)

Licenze di fabbricazione.

0057 – *Sig. Mario Rossi – Roma*

La licenza di radioriparazione è necessaria per la riparazione e la vendita degli apparecchi radio-televisivi e similari (amplificatori etc.). Tale licenza non autorizza la costruzione di apparecchi in serie usando scatole di montaggio fornite dal commercio.

In tal caso dovrà richiedere la « *Licenza di costruzione di apparecchi riceventi per radiodiffusione* » seguendo la prassi indicata in una precedente consulenza e versando l'importo di Lire 15.000. Esiste anche una « *Licenza per la costruzione di apparecchi riceventi televisivi* » per la quale occorre effettuare un versamento di Lire 22.500.

Attualmente sono previsti nove tipi distinti di licenze di costruzione.

Il procacciatore di affari non è soggetto al pagamento di tasse speciali e non ha obbligo di licenza, purchè la sua mansione sia unicamente quella di segnalare un eventuale compratore ad una ditta debitamente autorizzata. (*P. Soati*)

attenzione!

Si invitano i sigg. clienti a richiedere il nuovo listino N. 58 dove troveranno prezzi eccezionali per apparecchi AM-FM, a transistor, e **Televisori** al prezzo di un ricevitore radio.

Spett. Ditta (A)
STOCK-RADIO
Via Panfilo Castaldi, 20
MILANO

Prego inviarmi listino N. 58 e catalogo illustrato.

Cognome.............................. Nome.......................

Via.................................. n. ..... Città...................

N O V I T A'

PYGMEAN 2° — Un primato nella miniaturizzazione: grande quanto un normale portasigarette da 20, antenna e batteria comprese; super a 4 transistori, simile al Pygmean ma con sintonia semifissa. Autonomia: oltre 500 ore con L. 150 di pile. Scatola di montaggio, completa, L. 14.800. Documentazione gratuita.

A P R E Z Z I R I B A S S A T I

Possedere un ottimo televisore non è un lusso se realizzerete il T11/C, originale apparecchio posto in vendita come scatola di montaggio ai seguenti prezzi:
Scatola di montaggio L. 28.900; kit valvole L. 12.632; cinescopio da 14" L. 14900; da 17" L. 18900; da 21" L. 27900. La scatola di montaggio, oltre che completa ed in parti staccate, è venduta anche frazionata in n. 5 pacchi da L. 6.000 l'uno. Risultati garantiti. Guida al montaggio e tagliandi consulenza L. 500; L. 700 se contrassegno. MAGGIORE DOCUMENTAZIONE TECNICA E REFERENZE A RICHIESTA.

PYGMEAN: radioricevitore «personal» da taschino ad auricolare, superet. a 4 transistori di dimensioni, peso e consumo eccezionalmente bassi (mm. 25 x 40 x 125, pari ad 1,55 pacchetti di Nazionali). Scatola di montaggio. L. 15.900. In vendita anche in parti staccate. Documentazione e prezzo a richiesta.

Scatola di montaggio T14/14"/P, televisore «portatile» da 14", a 90°, molto compatto, leggero, mobile in metallo plasticato con maniglia, lampada anabbagliante incorporata; prezzo netto L. 28.000; kit valvole L. 13.187; cinescopio L. 15.555; mobile L. 9.800. In vendita anche in n. 5 pacchi a L. 6.000 l'uno. Documentazione a richiesta.

TELEPROIETTORE MICROM T15/60", in valigia di cm. 44 x 35 x 14,5, peso kg. 13,5 adatto per famiglia, cinema circoli. Dotato di ottica permettente l'immagine da cm. 22 a m. 4 di diagonale. Consuma e costa meno di un comune televisore da 27". Prezzo al pubblico L. 250.000. Documentazione e garanzia a richiesta. In vendita anche in parti staccate. Richiedere listino prezzi.

Trasformiamo televisori comuni, anche vecchi ma efficienti, di scuola europea in TELEPROIETTORI da 60 pollici. Spesa media. L. 98.000. Per informazioni indicare: marca, tipo, valvole, cinescopio, giogo deflessione.

Ordini a: MICRON - Corso Industria, 67 - ASTI - Tel. 2757

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO

CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscità

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) **e Mod. 680-B** (Sensibilità 20.000 Ω x Volt) **CON FREQUENZIMETRO!!**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali. costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- **30 portate differenti!**
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **FREQUENZIMETRO a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.**
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITÀ** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento" mègaohms!!-).
- **Strumento anti urto** con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96 x 140: **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680-B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860!!!

Tester modello 680-B L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

Volendo estendere le portate dei suddetti Tester Mod. 630 e 680 anche per le seguenti misure Amperometriche in corrente alternata 250 mA-c.a.; 1 Amp-c.a.; 5 Amp-c.a.; 25 Amp-c.a.; 50 Amp-c.a.; 100 Amp-c.a. richiedere il ns. Trasformatore di corrente modello 168 del costo di sole L. 3980.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO ICE ITALIA

VOLTMETRI - AMPEROMETRI WATTMETRI - COSFIMETRI FREQUENZIMETRI - REGISTRATORI STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

MILANO - VIA RUTILIA 19/18
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO